<u>لتحميل المزيد من الكتب والمراجع باللغة العربية</u>

تابعونا على

صفحة موسوعة الهندسة الكهربية على الفيس بوك

Electrical Engineering Encyclopedia-Arabic

www.facebook.com/EEE.Arabic

جروب موسوعة الهندسة الكهربية على الفيس بوك

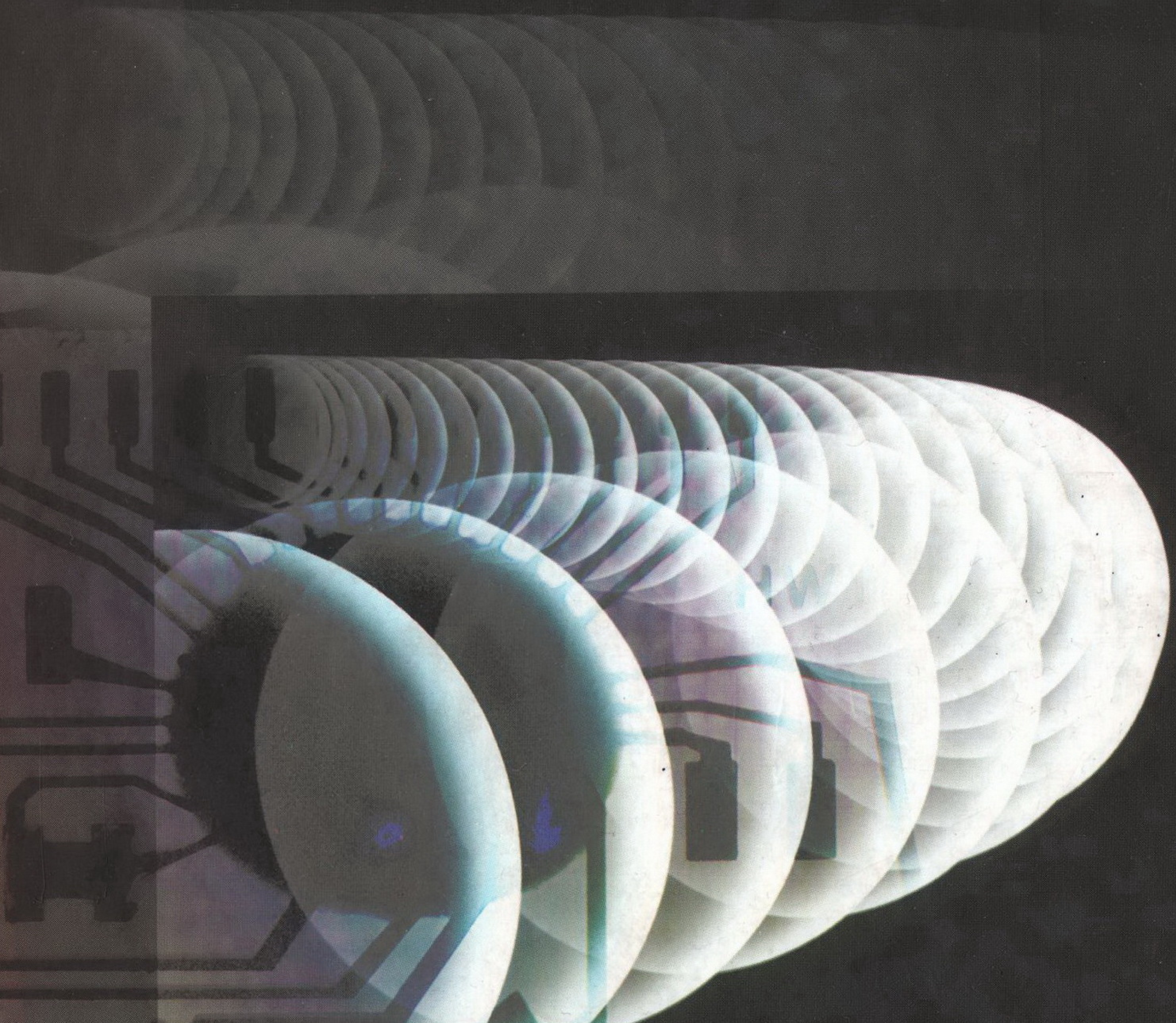
EEE-Arabic

www.facebook.com/groups/EEE.Arabic

صوت http://mostafamas.maktoobblog.com التوحيد

الإلكترونيات المعاصرة

الدوائر الإلكترونية



ELECTRONICS

ELECTRONICS

الجزء الثاني

ياسين أحمد الشبول

مكتبة المجتمع العربي

صوت http://mostafamas.maktoobblog.com التوحيد

الإلكترونيات المعاصرة

(الجزء الثاني)

الدوائر الإلكترونية

تأليف

ياسين أحمد الشبول

الطبعة الأولى

2006م – 1427 هـ

مكتبة المجتمع العربي للنشر والتوزيع

دار أجنادين للنشر والتوزيع

الإلكترونيات المعاصرة الجزء الثاني (الدوائر الإلكترونية)

ياسين أحمد الشبول

الطبعة العربية الأولى 2006

رقم الإجازة المتسلسل لدى دائرة المطبوعات والنشر: 2006/2/240

رقم الإيداع لدى دائرة المكتبة الوطنية: 2006/2/224

جميع حقوق الطبع محفوظة

لا يسمح بإعادة إصدار هذا الكتاب أو أي جزء منه أو تخزينه في نطاق استعادة المعلومات أو نقله بأي شكل من الأشكال، دون إذن خطي مسبق من الناشر

عمان – الأردن

All rights reserved. No part of this book may be reproduced, stored in a retrieval system or transmitted in any form or by any means without prior permission in writing of the publisher .

مكتبة المجتمع العربي للنشر والتوزيع

عمان – شارع الملك حسين – مجمع الفحيص التجاري

تلفاكس 4632739 ص.ب. 8244 عمان 11121 الأردن

Email: Moj_pub@hotmail.com

www. muj – arabi – pub. com

دار أجنادين للنشر والتوزيع

المملكة العربية السعودية - الرياض

تلفون: 0096612176844

فاكس: 0096612176833

Email; Dap@techsupprt.est.com

المحتويات

الموضوع	الصفحة
مقدمة	11
الوحدة الأولى	
الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية	
1.1 مدخل.	15
1.2 الدوائر رباعية الأطراف (Two-port Circuits).	16
1.3 الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية (r_e).	25
1.4 الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام المعاملات h.	40
1.5 العلاقة بين الدوائر المكافئة للترانزيستور باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية (r_e) والدوائر المكافئة للترانزيستور باستخدام المعاملات h.	46
1.6 تمارين.	50
الوحدة الثانية	
تحليل دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية	
2.1 مدخل.	55
2.2 الدوائر المكافئة للتيار المستمر والدوائر المكافئة للتيار المتردد.	56
2.3 دائرة الإنحياز الثابت (Fixed-bias Circuit).	62
2.4 دائرة إنحياز الباعث (Emitter-bias Circuit).	70
2.5 دائرة إنحياز مجزىء الفولطية (Voltage-divider Bias Circuit).	78
2.6 دائرة المُجمع المشترك أو دائرة تابع الباعث (Emitter-follower Circuit).	89
2.7 دائرة القاعدة المشتركة (Common-base Circuit).	98
2.8 دائرة إنحياز مع فولطية راجعة (Bias Circuit With Voltage Feedback).	100
2.9 تمارين.	108

الموضوع	الصفحة
الوحدة الثالثة	
تحليل دوائر ترانزيستورات تأثير المجال	
3.1 مدخل.	117
3.2 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ JFET.	118
3.3 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ Depletion-type MOSFET.	127
3.4 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ Enhancement-type MOSFET.	130
3.5 دائرة الإنحياز الثابت لترانزيستور الـ JFET.	132
3.6 دائرة الإنحياز الذاتي لترانزيستور الـ JFET.	139
3.7 دائرة إنحياز مجزىء الفولطية لترانزيستور الـ JFET.	149
3.8 دائرة تابع المصدر (المصرف المشترك) لترانزيستور الـ JFET.	154
3.9 دائرة البوابة المشتركة لترانزيستور الـ JFET.	160
3.10 دوائر الترانزيستورات من النوع Depletion-type MOSFET.	170
3.11 دوائر الترانزيستورات من النوع Enhancement-type MOSFET.	174
3.12 تمارين.	184
الوحدة الرابعة	
المضخمات: المواصفات والخواص	
4.1 مدخل.	195
4.2 أنواع المضخمات.	196
4.3 الدائرة المكافئة للمضخم.	199
4.4 تأثير المقاومة المخرجية للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.	202
4.5 تأثير المقاومة المدخلية للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.	209
4.6 التأثير المشترك للمقاومتين المدخلية والمخرجية للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.	213
4.7 التوصيل التسلسلي للمضخمات.	221
4.8 بعض الدوائر المكافئة الأُخرى للمضخمات.	232
4.9 تمارين.	237

الموضوع	الصفحة

الوحدة الخامسة
الإستجابة الترددية للمضخمات

الموضوع	الصفحة
5.1 مدخل.	243
5.2 الديسيبل (The Decibel).	244
5.3 تأثير التردد على عمل المضخم.	250
5.4 منحنى Bode.	253
5.5 الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المنخفضة	267
5.6 الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المنخفضة.	280
5.7 الإستجابة الترددية عند الترددات المرتفعة.	289
5.8 ظاهرة Miller.	295
5.9 الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المرتفعة.	299
5.10 الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المرتفعة.	304
5.11 الإستجابة الترددية لعدد من مراحل التضخيم الموصولة على التسلسل.	309
5.12 فحص الإستجابة الترددية للمضخمات.	314
5.13 تمارين.	319

الوحدة السادسة
بعض الدوائر الأخرى للترانزيستورات

الموضوع	الصفحة
6.1 مدخل.	327
6.2 توصيلة Darlington.	328
6.3 زوج التغذية الراجعة (Feedback Pair).	334
6.4 دوائر مصدر التيار (Current Source Circuits).	338
6.5 دوائر مرآة التيار (Current Mirror Circuits).	342
6.6 مضخمات الفرق (Differential Amplifiers).	345
6.7 دوائر الـــ CMOS.	362
6.8 توصيلة الـــ Cascode.	365
6.9 تمارين.	368

الموضوع	الصفحة
الوحدة السابعة	
مضخمات العمليات (OPERATIONAL AMPLIFIERS)	
7.1 مدخل.	375
7.2 خواص مضخم العمليات.	377
7.3 المضخم العاكس (Inverting Amplifier).	379
7.4 مضخم الجمع (Summing Amplifier).	387
7.5 المضخم غير العاكس (Non-inverting Amplifier).	391
7.6 تابع الفولطية (Voltage Follower).	404
7.7 المُكامل (Integrator).	406
7.8 المُفاضل (Differentiator).	411
7.9 المُقارن (Comparator).	415
7.10 المُرشحات (Filters).	419
7.11 ملاحظات على عمل مضخم العمليات الحقيقي.	424
7.12 تمارين.	430
الوحدة الثامنة	
مضخمات القدرة (POWER AMPLIFIERS)	
8.1 مدخل.	439
8.2 تصنيف مضخمات القدرة.	440
8.3 مضخمات القدرة من الصنف A (Class A Amplifiers).	442
8.4 مضخمات القدرة من الصنفينB و AB (Class B and Class AB Amplifiers)	465
8.5 مضخمات القدرة من الصنفين C و D (Class C and Class D Amplifiers)	476
8.6 تشويه الإشارة الناتج عن مضخمات القدرة.	477
8.7 الضياع الحراري في ترانزيستورات القدرة.	480
8.8 تمارين.	485

الموضوع	الصفحة
الوحدة التاسعة	
التغذية الراجعة في المضخمات (FEEDBACK IN AMPLIFIERS)	
9.1 مدخل.	491
9.2 أنواع دوائر التغذية الراجعة في المضخمات.	493
9.3 تأثير التغذية الراجعة على أداء المضخمات.	496
9.4 بعض دوائر التغذية الراجعة في المضخمات.	506
9.5 تأثير التغذية الراجعة على إستقرارية عمل المضخمات.	516
9.6 تمارين.	519
الوحدة العاشرة	
المذبذبات (OSCILLATORS)	
10.1 مدخل.	523
10.2 مذبذبات إزاحة الطور (Phase-shift Oscillators)	524
10.3 مذبذب قنطرة Wien	529
10.4 المذبذبات الموفقة (Tuned Oscillators)	530
10.5 المذبذبات البلورية (Crystal Oscillators)	532
10.6 مذبذبات الترانزيستورات أُحادية الوصلة (Unijunction Transistor Oscillators).	535
10.7 الدارة المتكاملة 555	536
10.8 المذبذب المحكوم بفولطية (Voltage-controlled Oscillator)	542
10.9 دوائر مسك الطور (Phase-locked Loops, PLL)	544
10.10 تمارين	547

الصفحة	الموضوع
	الوحدة الحادية عشرة
	بعض الدوائر الالكترونية الأخرى
553	11.1 مدخل.
554	11.2 المُقارن (Comparator).
560	11.3 المحولات التشابهية الرقمية (Analog-to-digital Converters).
564	11.4 المحولات الرقمية التشابهية (Digital-to-analog Converters).
569	11.5 تمارين.
	الوحدة الثانية عشرة
	دوائر التغذية (POWER SUPPLY CIRCUITS)
575	12.1 مدخل.
576	12.2 دوائر التغذية البسيطة.
579	12.3 تثبيت الفولطية المخرجية.
580	12.4 تثبيت الفولطية باستخدام التغذية الراجعة السالبة.
583	12.5 الحماية من التحميل الزائد (الحماية من التيارات العالية).
584	12.6 الحماية من الفولطية المخرجية العالية.
586	12.7 بعض الدارات المتكاملة المُستخدمة في دوائر التغذية.
588	12.8 الضياع الحراري ومعامل الفائدة لدوائر التغذية.
594	12.9 دوائر التغذية من النوع Switching-mode.
599	12.10 دوائر التغذية من النوع Fly-back Switching-mode.
605	12.11 تمارين.
608	**المراجع**
608	**بعض المواقع على شبكة الانترنت التي تُقدم مواصفات للعناصر الالكترونية**

مقدمة

في الجزء الأول من هذا الكتاب تم شرح تركيب وخصائص معظم العناصر الالكترونية المتداولة، كما تم كذلك شرح دوائر الإنحياز المختلفة للترانزيستورات ثنائية القطبيه وترانزيستورات تأثير المجال.

في هذا الجزء سيتم دراسة الدوائر الإلكترونية المختلفة وخاصة دوائر المضخمات والمذبذبات. كما سيتم كذلك التطرق الى تركيب ومبدأ عمل والتطبيقات المختلفة لمضخمات العمليات كأكثر الدارات المتكاملة الخطية إنتشاراً.

وقد جاءت وحدات هذا الكتاب متسلسلة، كما يلي:

- الوحدة الأولى: وتم فيها شرح الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية (r_e) واستخدام المعاملات h.
- الوحدة الثانية: وتم فيها تحليل دوائر توصيل الترانزيستور ثنائي القطبية المختلفة.
- الوحدة الثالثة: وتم فيها شرح الدوائر المكافئة لترانزيستورات تأثير المجال وكذلك تحليل دوائر توصيلها المختلفة.
- الوحدة الرابعة: وتم فيها دراسة مواصفات وخواص المضخمات وكذلك دوائرها المكافئة.
- الوحدة الخامسة: وتم فيها دراسة الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المنخفضة والترددات المرتفعة.
- الوحدة السادسة: وتم فيها شرح بعض دوائر الترانزيستورات المختلفة مثل توصيلة Darlington وزوج التغذية الراجعة ومضخمات الفرق ودوائر مرآة التيار وغيرها.

- الوحدة السابعة: وتم فيها دراسة مضخمات العمليات من حيث تركيبها ومواصفاتها وتطبيقاتها المختلفة.
- الوحدة الثامنة: وتم فيها دراسة مضخمات القدرة بأصنافها المختلفة.
- الوحدة التاسعة: وتم فيها دراسة التغذية الراجعة في المضخمات وتأثيرها على عمل المضخمات ومواصفاتها.
- الوحدة العاشرة: وتم فيها دراسة دوائر المذبذبات المختلفة.
- الوحدة الحادية عشرة: وتم فيها شرح بعض الدوائر الالكترونية الأُخرى مثل المقارنات والمحولات التشابهية الرقمية وكذلك المحولات الرقمية التشابهية.
- الوحدة الثانية عشرة: وتم فيها دراسة دوائر التغذية المختلفة والتي تعتبر عنصراً أساسياً في تركيب كل جهاز الكتروني.

وكما في الجزء الأول من هذا الكتاب، فلقد إستخدمتُ في هذا الكتاب الترجمة العربية للمصطلحات العلمية كما هي واردة في القاموس الصادر عن مجمع اللغة العربية في القاهرة والمنشور على شبكة الانترنت، مع ذكر معنى المصطلح بالانجليزية، أما المصطلحات التي لم أجد ترجمةً لها فلقد تركتها كما هي في صيغتها الانجليزية.

ولقد حاولت كذلك الإكثار من الأمثلة المحلولة والتعليق عليها بشكل تفصيلي، وذلك بهدف زيادة الفائدة وتمكين القارئ من فهم مختلف المواضيع المطروحة.

ويرحب المؤلف بأي ملاحظات أو استفسارات تتعلق بهذا الكتاب والتي يمكن ارسالها على البريد الالكتروني:

Shiboul_y@index.com.jo

ياسين أحمد الشبول

عمان – الاردن - 2006

الوحدة الأولى

الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية

الوحدة الأولى

الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية

1.1 مدخل

تناولنا في الجزء الأول من هذا الكتاب تركيب وخواص الترانزيستورات ثنائية القطبية ودرسنا كذلك دوائر الإنحياز لهذه الترانزيستورات. وبيّنا أن الهدف من هذه الدوائر هو تحديد نقطة العمل للترانزيستور عندما تكون قيمة الإشارة المدخلية تساوي صفراً ($Q-point$). أي أن دوائر الإنحياز تحدد قيم التيارات والفولطيات المستمرة للترانزيستور.

ولدراسة عمل دوائر الترانزيستورات المختلفة عند وجود إشارات على مداخلها، فإنه عادةً ما يتم إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة لتحديد كيفية إستجابته لهذه الإشارات وتحديد قيم التيارات فيه والفولطيات بين أطرافه، والمُسبَبة من هذه الإشارات.

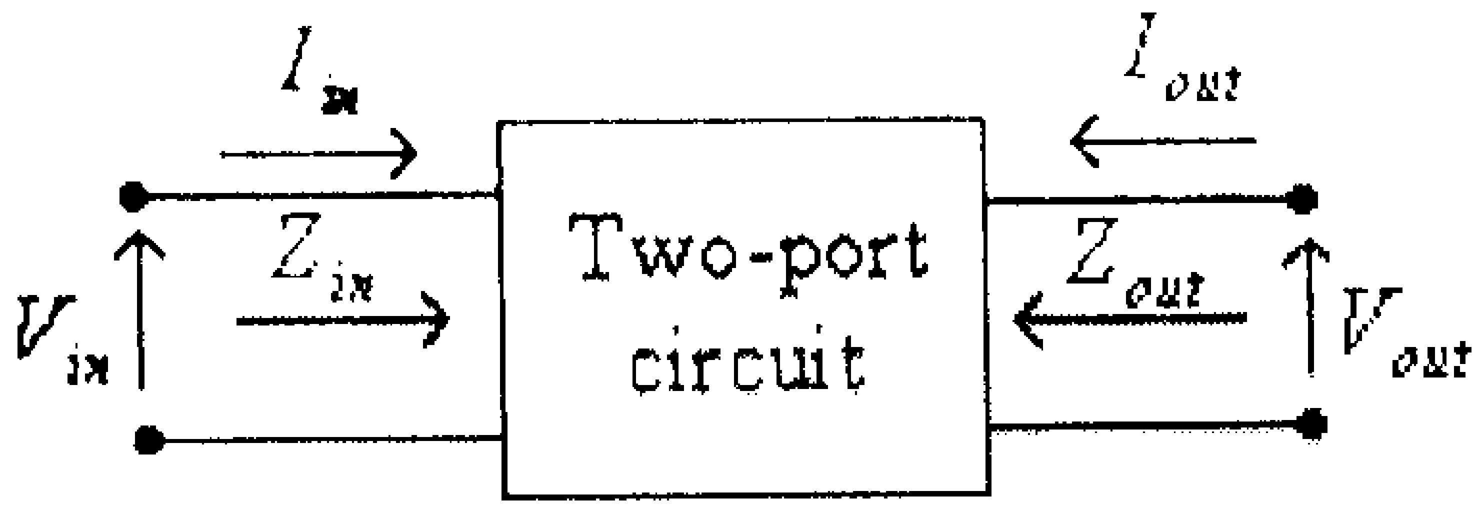
وحيث أنه يمكن إعتبار الترانزيستور، وعند عمله في المنطقة الفعّالة من خاصيته المخرجية، عنصراً خطياً فيمكن تطبيق قانون التراكب (superposition low) لإيجاد قيم التيارات الكلية المارة في الترانزيستور وكذلك قيم الفولطيات الكلية بين أطرافه.

في هذه الوحدة سنقوم بدراسة الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية عند وجود إشارات صغيرة على مداخلها. ونقصد بالإشارات الصغيرة هنا تلك الإشارات التي تُبقي نقطة عمل الترانزيستور قريبة من ال $Q-point$، (والتي هي نقطة عمل الترانزيستور عندما تكون قيمة الإشارة المدخلية تساوي صفراً)، أي بمعنى آخر عندما تبقى نقطة عمل الترانزيستور في المنطقة الفعّالة (active region) من خاصيته المخرجية ولا ينتقل الترانزيستور للعمل في منطقة الإشباع (saturation region) أو منطقة القطع (cutoff region).

وحيث أنه وكثيراً ما تُستخدم الدوائر رباعية الأطراف (two-port circuits) لدراسة الدوائر الالكترونية المختلفة، وكذلك لتمثيل الدوائر المكافئة للترانزيستورات فإننا سنبدأ دراستنا بالتعرف على هذه الدوائر والمعاملات التي تصفها.

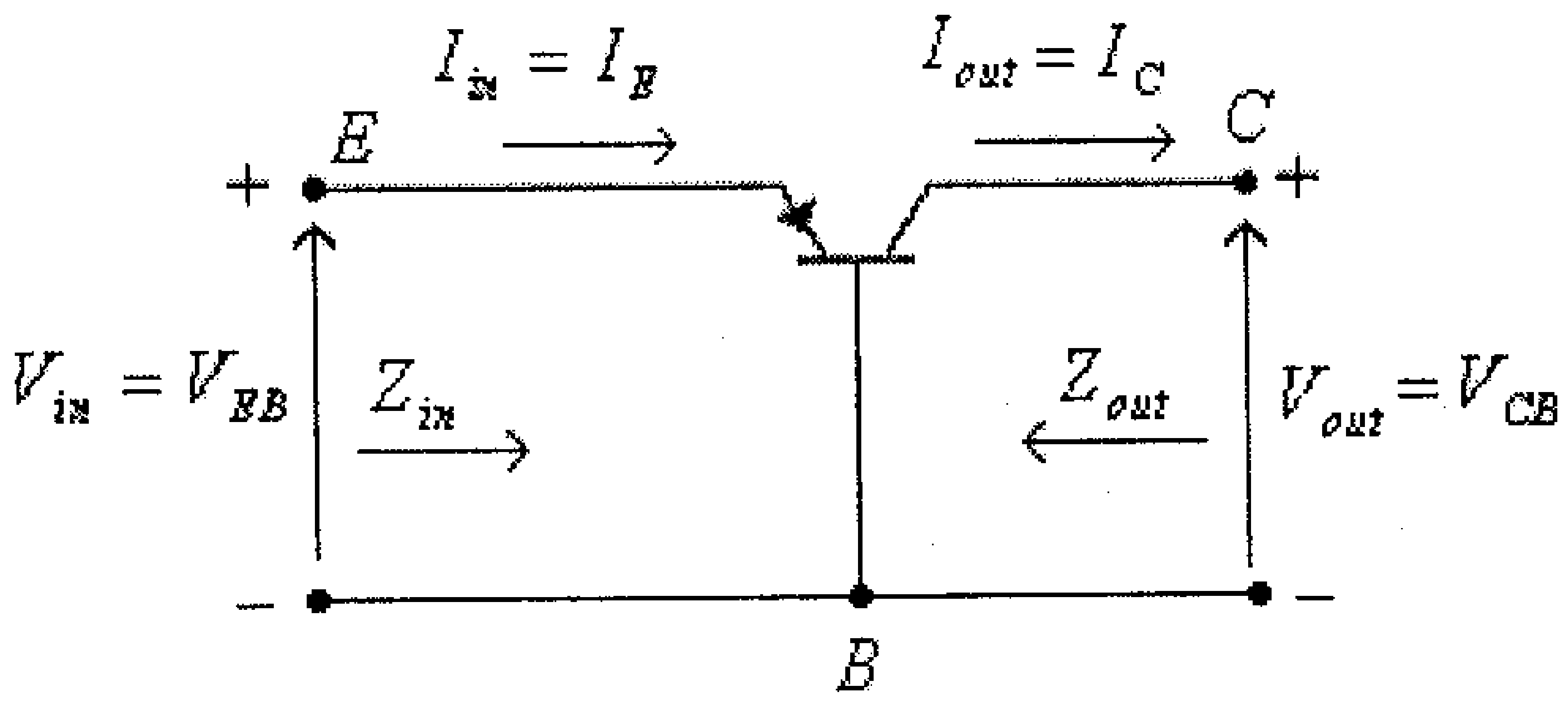
1.2 الدوائر رباعية الأطراف (Two-port Circuits)

الشكل التالي يبين دائرة رباعية الأطراف، فيها الطرفان من الجهة اليسرى هما الطرفان المدخليان والطرفان من الجهة اليمنى هما الطرفان المخرجيان.



شكل (1)

فمثلاً الترانزيستور ثنائي القطبية من النوع pnp والموصول بدائرة القاعدة المشتركة يمكن تمثيله بدائرة رباعية الأطراف، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (2)

وعادةً ما تُستخدم المعاملات التالية لوصف الدوائر رباعية الأطراف.

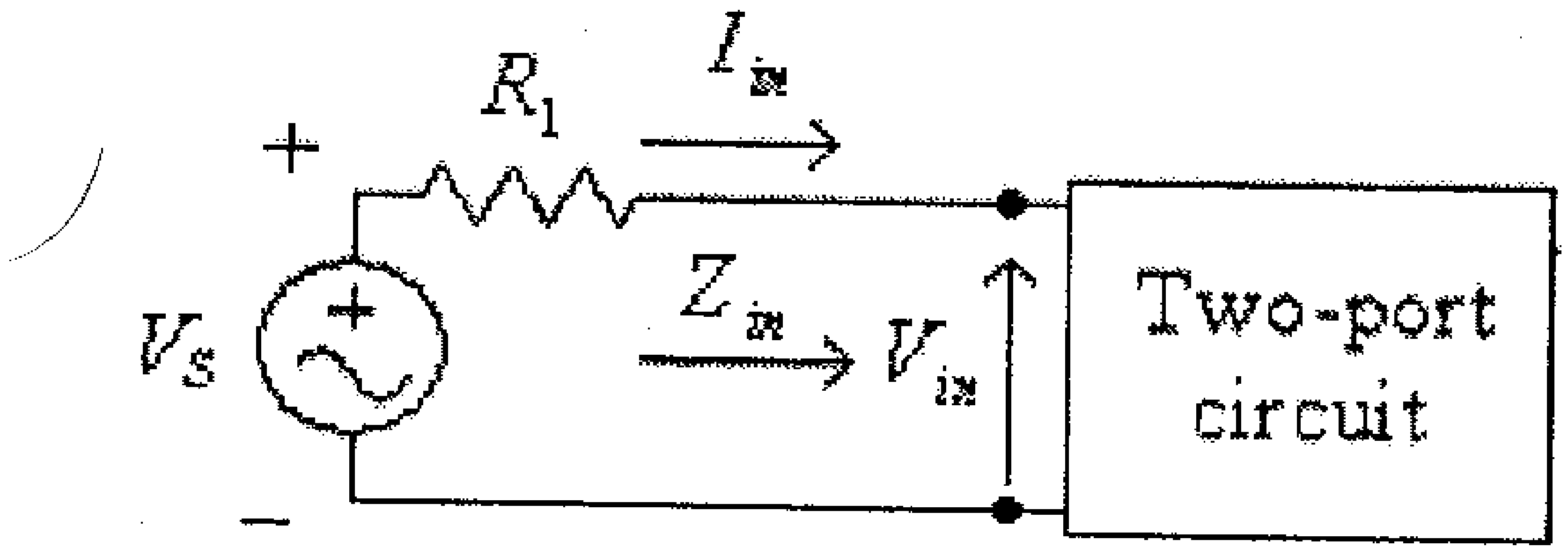
- **الممانعة المدخلية للدائرة** Z_{in}، وتعرف على أنها النسبة بين قيمة الفولطية المدخلية وقيمة التيار المدخلي، أي أن:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

حيث V_{in} و I_{in} هما الفولطية المدخلية والتيار المدخلي للدائرة.

ومما يجب ذكره أنه لا يمكن إستخدام جهاز الأومميتر العادي لقياس الممانعة المدخلية للدوائر الالكترونية المختلفة، وذلك لأن جهاز الأومميتر العادي يقيس مقدار الممانعة لمرور التيار المستمر (أي المقاومة R) فقط. ففي حال وجود مكثف، مثلاً،على مدخل الدائرة الالكترونية فإن قيمة الممانعة التي يتم قياسها باستخدام جهاز الأومميتر ستكون مالانهاية، وذلك لأن ممانعة المكثف لمرور التيار المستمر تساوي مالانهاية.

ويمكن قياس الممانعة المدخلية للدوائر الالكترونية المختلفة باستخدام جهاز راسم الإشارة (oscilloscope) أو جهاز فولتميتر، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي:



شكل (3)

في هذا الشكل:

V_S : فولطية مصدر الإشارة المدخلية.

R_1 : مقاومة معروفة القيمة يتم إضافتها بين مصدر الإشارة والدائرة الالكترونية، التي يُراد قياس ممانعتها المدخلية.

V_{in}: الفولطية بين الطرفين المدخليين للدائرة الالكترونية، التي يُراد قياس ممانعتها المدخلية.

من هذا الشكل:

$$I_{in} = \frac{V_S - V_{in}}{R_1}$$

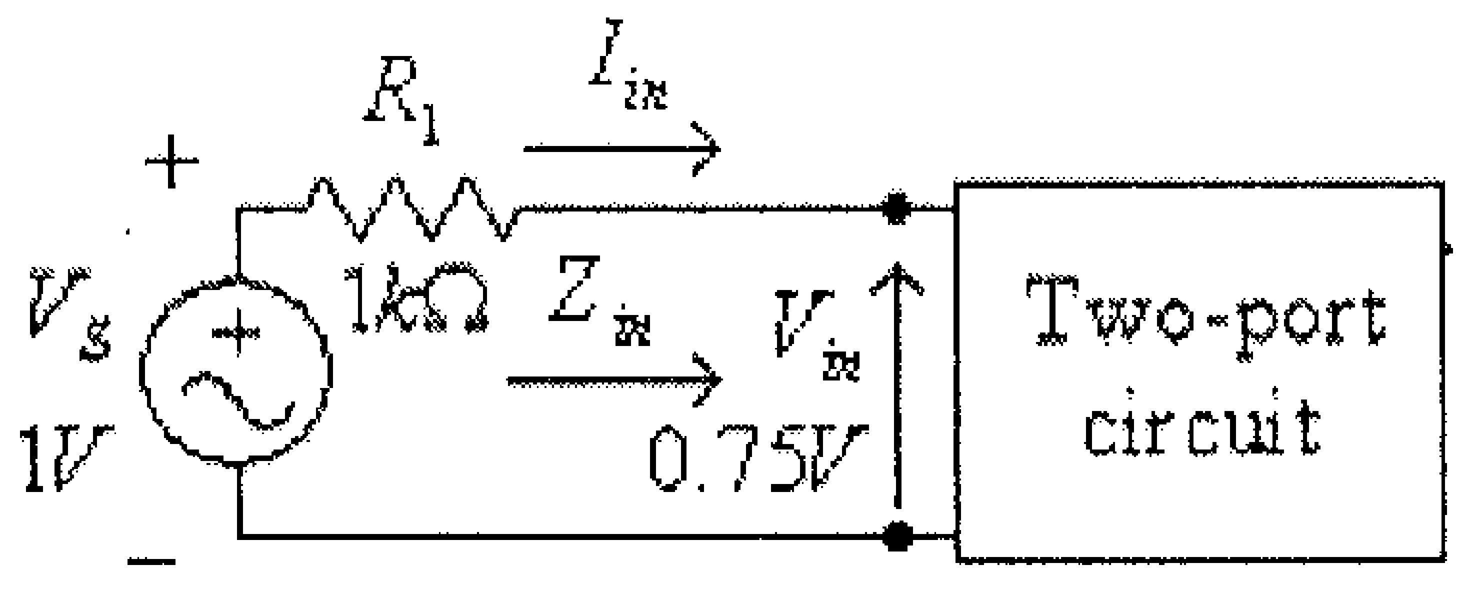
وبالتالي فإن:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{in}.R_1}{V_S - V_{in}}$$

لاحظ أن V_S، V_{in} و I_{in} هي القيم الفعالة (أو القيم القصوى) لكل من فولطية مصدر الإشارة والفولطية المدخلية والتيار المدخلي للدائرة على التوالي.

مثال (1):

أوجد قيمة الممانعة المدخلية، Z_{in}، للدائرة الالكترونية التالية.



شكل (4)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_{in} = \frac{V_S - V_{in}}{R_1} = \frac{1 - 0.75}{1x10^3} = 0.25x10^{-3} A = 0.25mA$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{0.75}{0.25x10^{-3}} = 3x10^3 \Omega = 3k\Omega$$

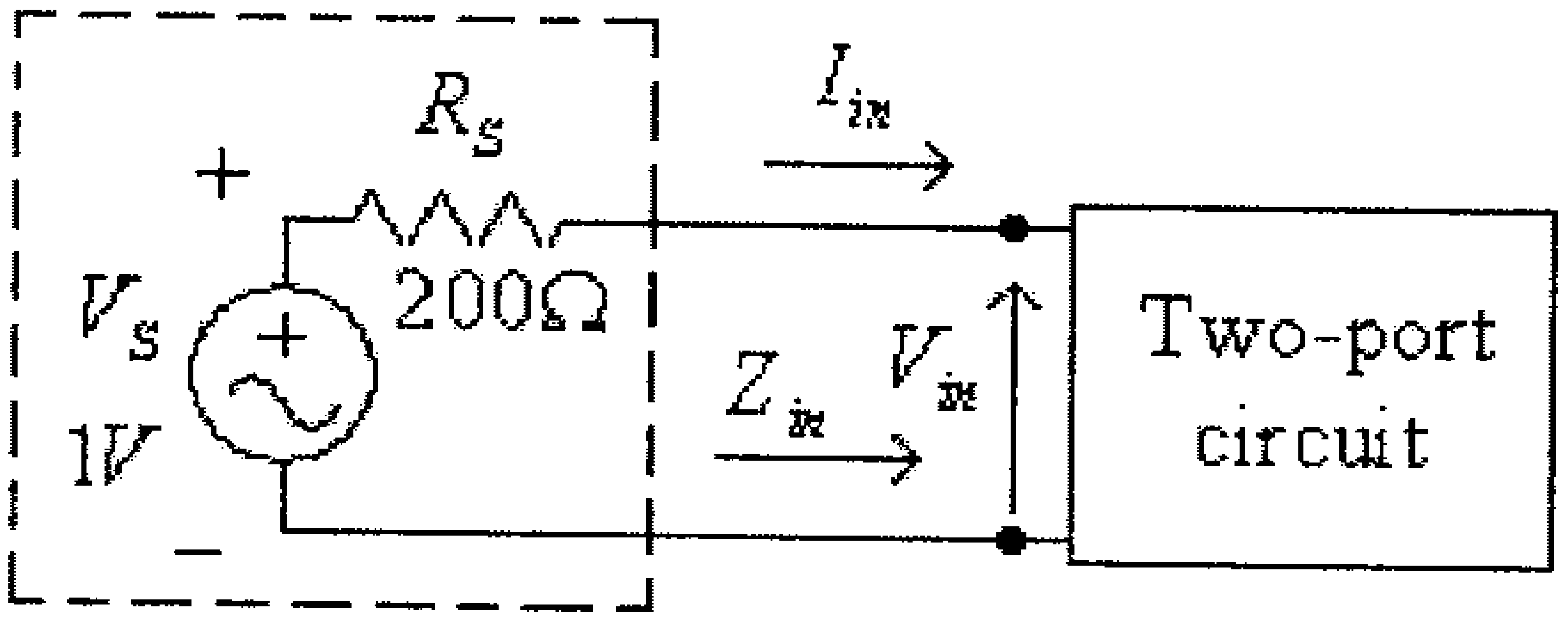
ومما تجب معرفته أن الممانعة المدخلية لمعظم الدوائر الالكترونية ليست ثابتة بل تعتمد على قيمة تردد مصدر الإشارة المدخلية، وفي معظم الأحيان تقل قيمة الممانعة المدخلية للدوائر الالكترونية (وخاصة المضخمات) بإرتفاع تردد الإشارة المدخلية وذلك لوجود مكثفات على مداخل هذه الدوائر.

ومما يجب ذكره أيضاً أن الممانعة المدخلية للدوائر الالكترونية تلعب دوراً كبيراً في أداء هذه الدوائر، وكلما كانت قيمة الممانعة المدخلية للدائرة الالكترونية أكبر كلما قلت قيمة التيار المستهلك من مصدر الإشارة، الذي يغذي هذه الدائرة، وبالتالي قل هبوط الفولطية المُسبب من المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة، والمثال التالي يوضح ذلك.

مثال (2):

في الدائرة التالية، أوجد قيمة فرق الجهد المدخلي V_{in} عند القيم التالية للممانعة المدخلية: $Z_{in1} = 0\Omega$ ، $Z_{in2} = 200\Omega$ ، $Z_{in3} = 1k\Omega$ و $Z_{in4} = \infty\Omega$.

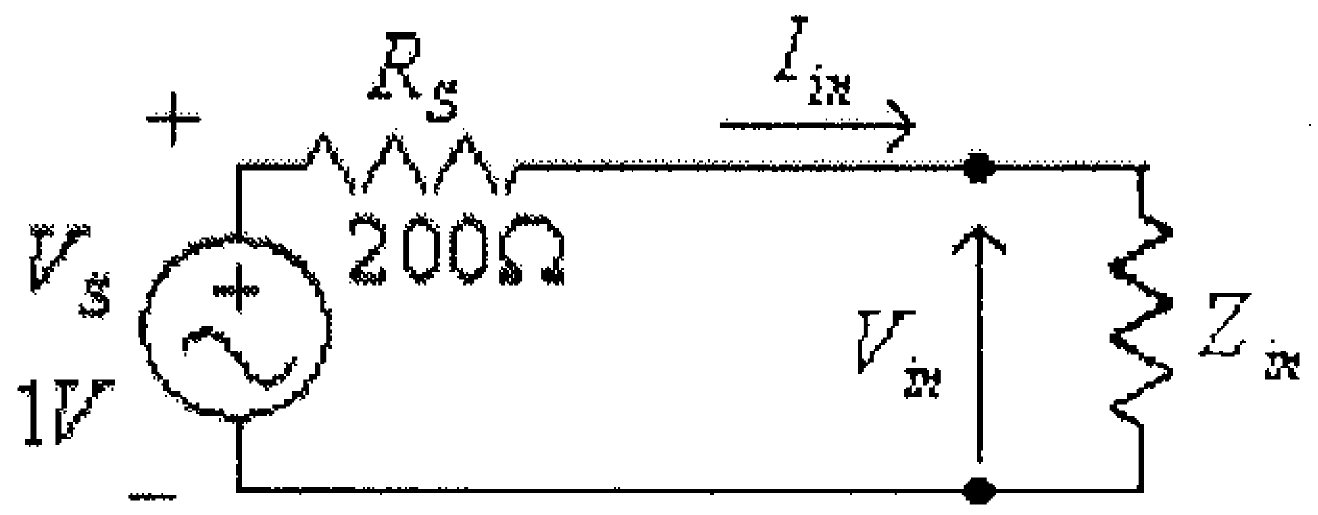
ملاحظة: في هذا الشكل المقاومة R_S ومصدر الجهد V_S تمثلان المقاومة الداخلية ومصدر الجهد الداخلي لمصدر الإشارة.



شكل (5)

الحل:

يمكن إستبدال مدخل الدائرة رباعية الأطراف بممانعتها المدخلية ، وعليه تصبح الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي:



شكل (6)

من هذا الشكل:

$$V_{in} = \frac{V_S . Z_{in}}{R_S + Z_{in}}$$

وذلك لأن R_S و Z_{in} تمثلان مجزىء فولطية.

- عند $Z_{in1} = 0\Omega$ ، فإن:

$$V_{in} = \frac{V_S . Z_{in1}}{R_S + Z_{in1}} = \frac{1(0)}{200 + 0} = 0V$$

- عند $Z_{in2} = 200\Omega$ ، فإن:

$$V_{in} = \frac{V_S . Z_{in2}}{R_S + Z_{in2}} = \frac{1(200)}{200 + 200} = 0.5V$$

- عند $Z_{in3} = 1k\Omega$ ، فإن:

$$V_{in} = \frac{V_S . Z_{in3}}{R_S + Z_{in3}} = \frac{1(1000)}{200 + 1000} = 0.833V$$

- عند $Z_{in4} = \infty\Omega$ ، فإن:

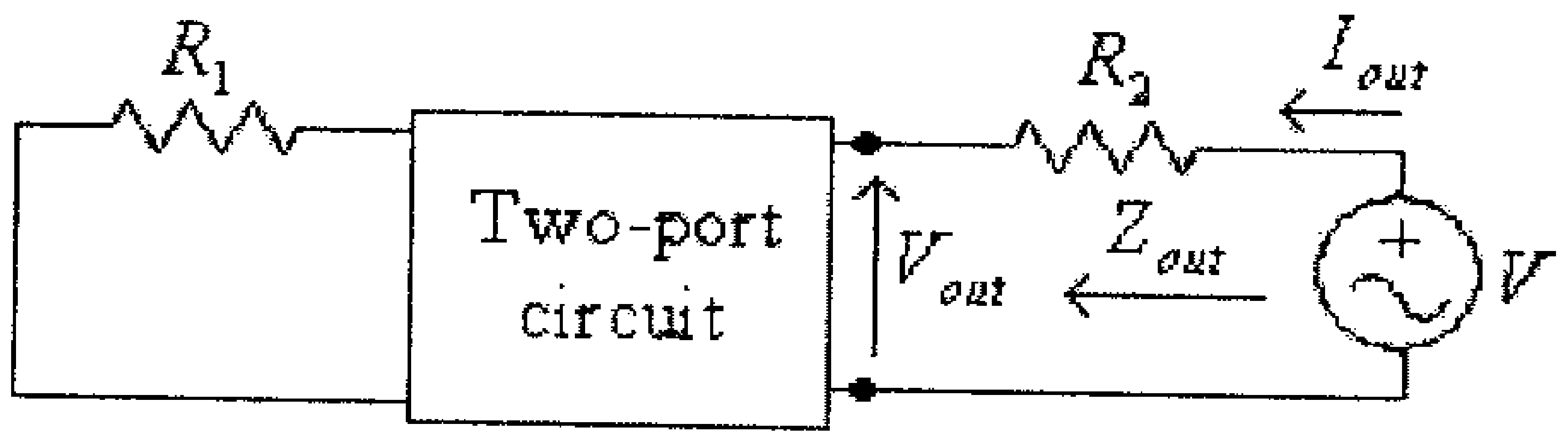
$$V_{in} = \lim_{Z_{in4} \to \infty} \frac{V_S . Z_{in4}}{R_S + Z_{in4}} = V_S = 1V$$

من هذا المثال نلاحظ أنه كلما إرتفعت قيمة الممانعة المدخلية للـدائرة الالكترونية كلما قل هبوط الفولطية المُسبب من المقاومـة الداخليـة لمـصدر الإشارة (أي إرتفعت قيمة فولطية الإشارة على مدخل الدائرة الالكترونية).

– **الممانعة المخرجية للدائرة** Z_{out} ، وتعرّف بأنها الممانعـة بـين الطـرفين المخرجيين للدائرة رباعية الأطراف عندما تكون الإشارة المدخلية تـساوي صفراً.

وكما في حالة الممانعة المدخلية فإنه لا يمكن إستخدام جهاز الأومميتـر العادي لقياس الممانعة المخرجية للدوائر الالكترونية المختلفة ، وذلك لأنه وكما ذُكر سابقاً، فإن جهاز الأومميتر العادي يقيس مقدار الممانعـة لمـرور التيـار المستمر (أي المقاومة R) فقط.

ويمكن قياس الممانعة المخرجية للدوائر الالكترونية المختلفة باسـتخدام جهاز راسم الإشارة (oscilloscope) أو جهاز فولتميتر، وذلك كما هو مبـين في الشكل التالي.



شكل (7)

في هذا الشكل:

V : فولطية مُطبقة بين الطرفين المخرجيين للدائرة الالكترونية التي يُراد قياس ممانعتها المخرجية.

R_2 : مقاومة معروفة القيمة يتم إضافتها بين مصدر الجهد V، والدائرة الالكترونية التي يُراد قياس ممانعتها المخرجية.

V_{out}: فرق الجهد بين الطرفين المخرجيين للدائرة الالكترونية التي يُراد قياس ممانعتها المخرجية.

من هذا الشكل:

$$I_{out} = \frac{V - V_{out}}{R_2}$$

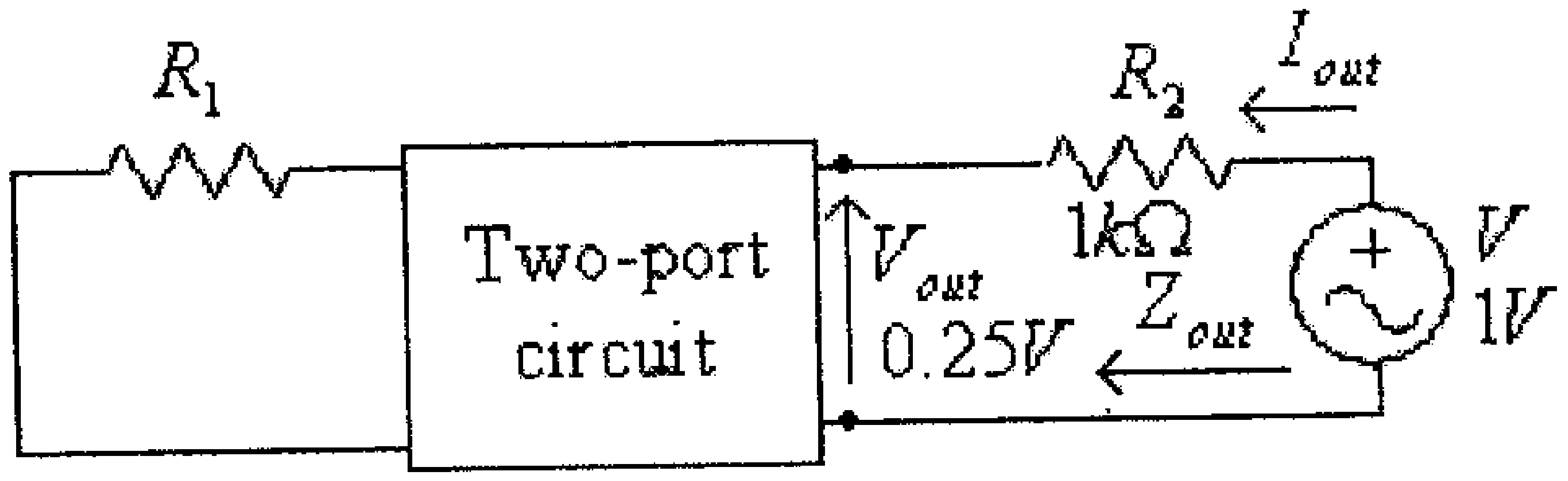
وبالتالي فإن:

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{V_{out} . R_2}{V - V_{out}}$$

لاحظ أن V، V_{out} و I_{out} هي القيم الفعالة (أو القيم القصوى).

مثال (3):

أوجد قيمة الممانعة المخرجية، Z_{out}، للدائرة التالية.



شكل (8)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_{out} = \frac{V - V_{out}}{R_2} = \frac{1 - 0.25}{1x10^3} = 0.75x10^{-3} A = 0.75mA$$

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{0.25}{0.75x10^{-3}} = 333\Omega$$

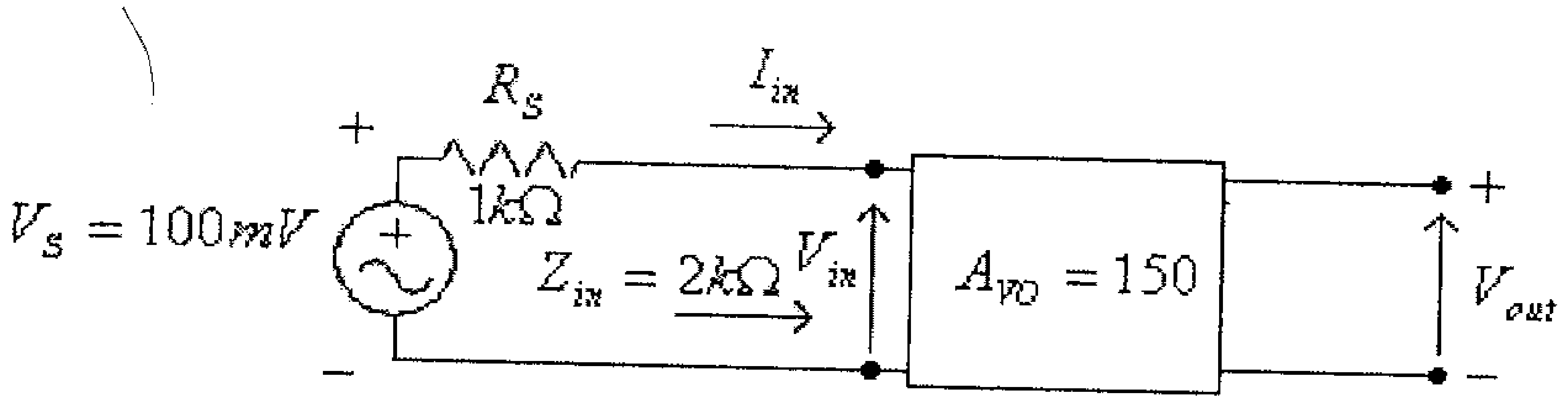
- **معامل تضخيم الجهد** A_V، ويُعرّف على أنه النسبة بين فرق الجهد المخرجي وفرق الجهد المدخلي للدائرة رباعية الأطراف (دائرة التضخيم)، إي أن: $A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$.

حيث V_{in}، V_{out} هما القيم الفعالة (أو القيم القصوى).

ويعتمد معامل التضخيم عادةً على مقدار الحمل المربوط على مخرج الدائرة رباعية الأطراف، إذ يقل بنقصان ممانعة الحمل، أي بزيادة التيار المسحوب من الدائرة، ويكون لمعامل تضخيم الفولطية أعلى قيمة عندما لا يكون هناك أي حمل موصول على مخرج الدائرة ، ويسمى معامل التضخيم في هذه الحالة معامل التضخيم في حالة اللاحمل (no-load voltage gain) ويرمز له عادةً بالرمز A_{VO}.

مثال (4):

لدائرة التضخيم المبينة في الشكل التالي وللمعلومات المعطاة على هذا الشكل، أوجد قيمة كل من: V_{in}, V_{out}.



شكل (9)

الحل:

$$V_{in} = \frac{V_S . Z_{in}}{R_S + Z_{in}} = \frac{100x10^{-3}(2x10^3)}{1x10^3 + 2x10^3} = 66.7mV$$

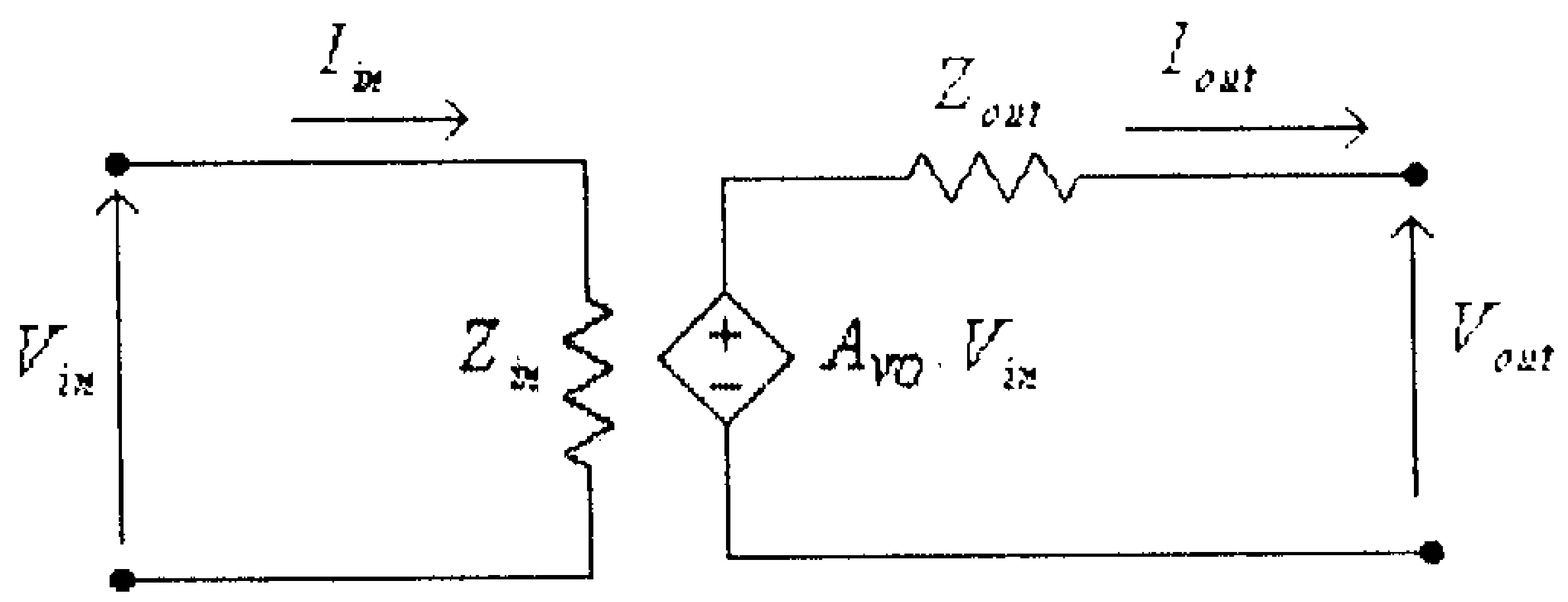
$$V_{out} = A_{VO} . V_{in} = 150(66.7x10^{-3}) = 10V$$

- **معامل تضخيم التيار** A_i، ويُعرّف على أنه النسبة بين التيار المخرجي والتيار المدخلي للدائرة رباعية الأطراف (دائرة التضخيم)، إي أن:

$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}$$

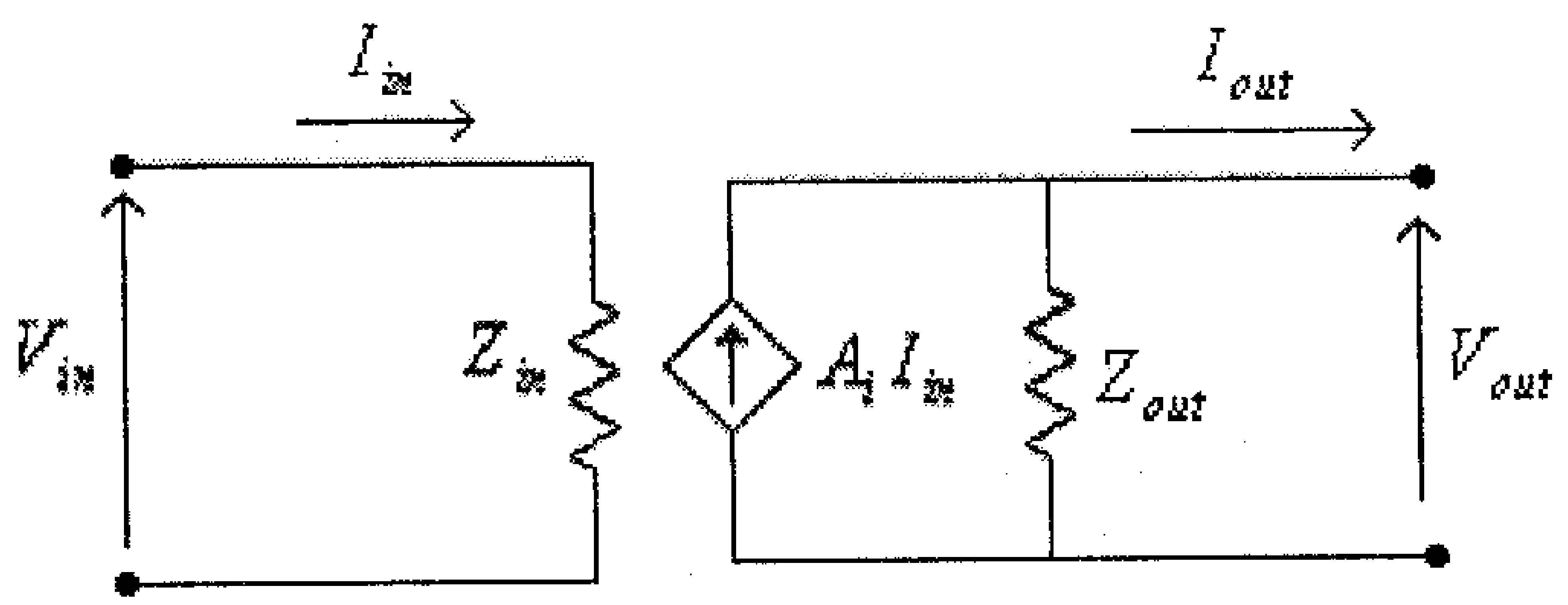
حيث I_{in}، I_{out} هما القيم الفعالة (أو القيم القصوى).

وبإدخال معنى جميع المعاملات المعرفة سابقاً فإن الدائرة المكافئة للدائرة رباعية الأطراف يمكن رسمها كما هو في الشكل التالي:



شكل (10)

حيث $A_{VO}.V_{in}$ مصدر جهد محكوم بمصدر جهد (*voltage-controlled voltage source*). أو كما في الشكل التالي.

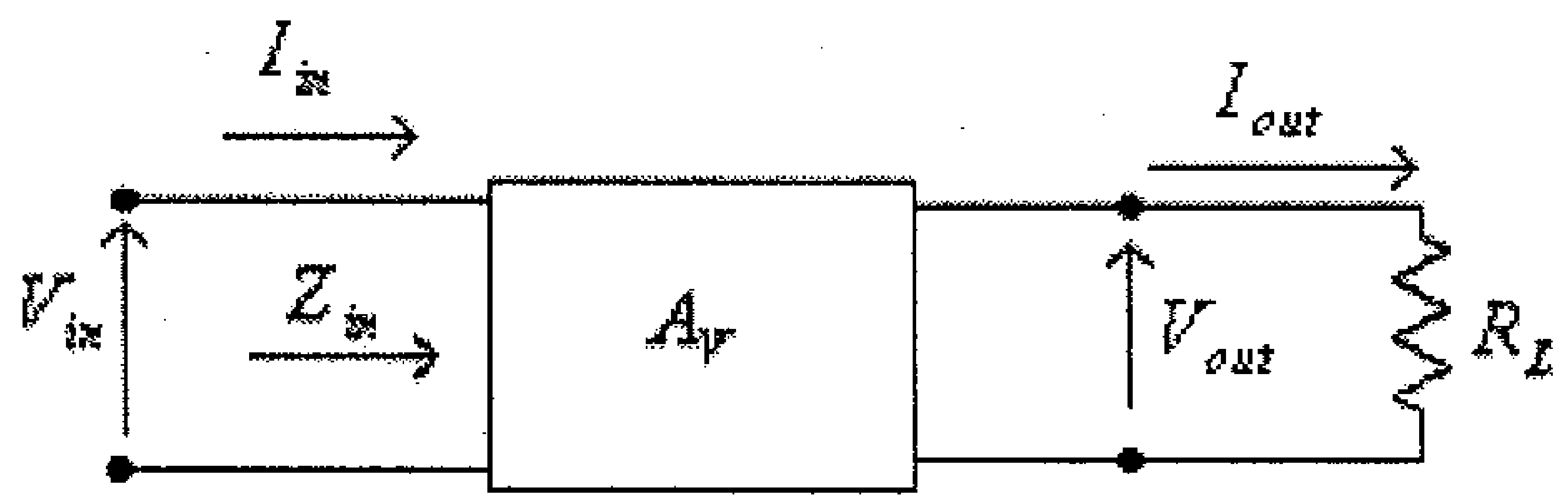


شكل (11)

حيث $A_i.I_{in}$ مصدر تيار محكوم بمصدر تيار (current-controlled current source).

- **العلاقة بين معامل تضخيم التيار A_i ومعامل تضخيم الفولطية A_V.**

يمكن أيجاد العلاقة بين معامل تضخيم التيار، A_i، ومعامل تضخيم الفولطية، A_V، بالرجوع الى الشكل التالي:



شكل (12)

في هذا الشكل:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_L}$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{in}}$$

أي أن:

$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} . \frac{Z_{in}}{R_L} = A_V . \frac{Z_{in}}{R_L}$$

بعد أن تم التعرف على الدوائر رباعية الأطراف فإننا سنتعرف على كيفية إستخدام هذه الدوائر لبناء الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية وكذلك لترانزيستورات تأثير المجال.

1.3 الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية (r_e).

بيّنا في الجزء الأول (الوحدة الثالثة) من هذا الكتاب أن الترانزيستور ثنائي القطبية يتكون من وصلتين p-n كل منهما تكافيء ديود، الوصلة الأولى بين الباعث (E) والقاعدة (B) والوصلة الثانية بين المُجمِّع (C) والقاعدة (B). وعادةً ما يُربط الترانزيستور بحيث تكون الوصلة الأولى ($E-B$) في حالة إنحياز أمامي والوصلة الثانية ($C-B$) في حالة إنحياز عكسي.

ولمّا كانت الوصلة بين الباعث (E) والقاعدة (B) تكافيء ديوداً في حالة إنحياز أمامي، فهي تكافىء مقاومة قيمتها تساوي المقاومة الديناميكيـــة للـــديود (والتي تم إستنتاجها في الوحدة الأولى من الجزء الأول من هذا الكتاب)، أي أن:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E}$$

حيث I_E هو تيار الإنحياز للباعث.

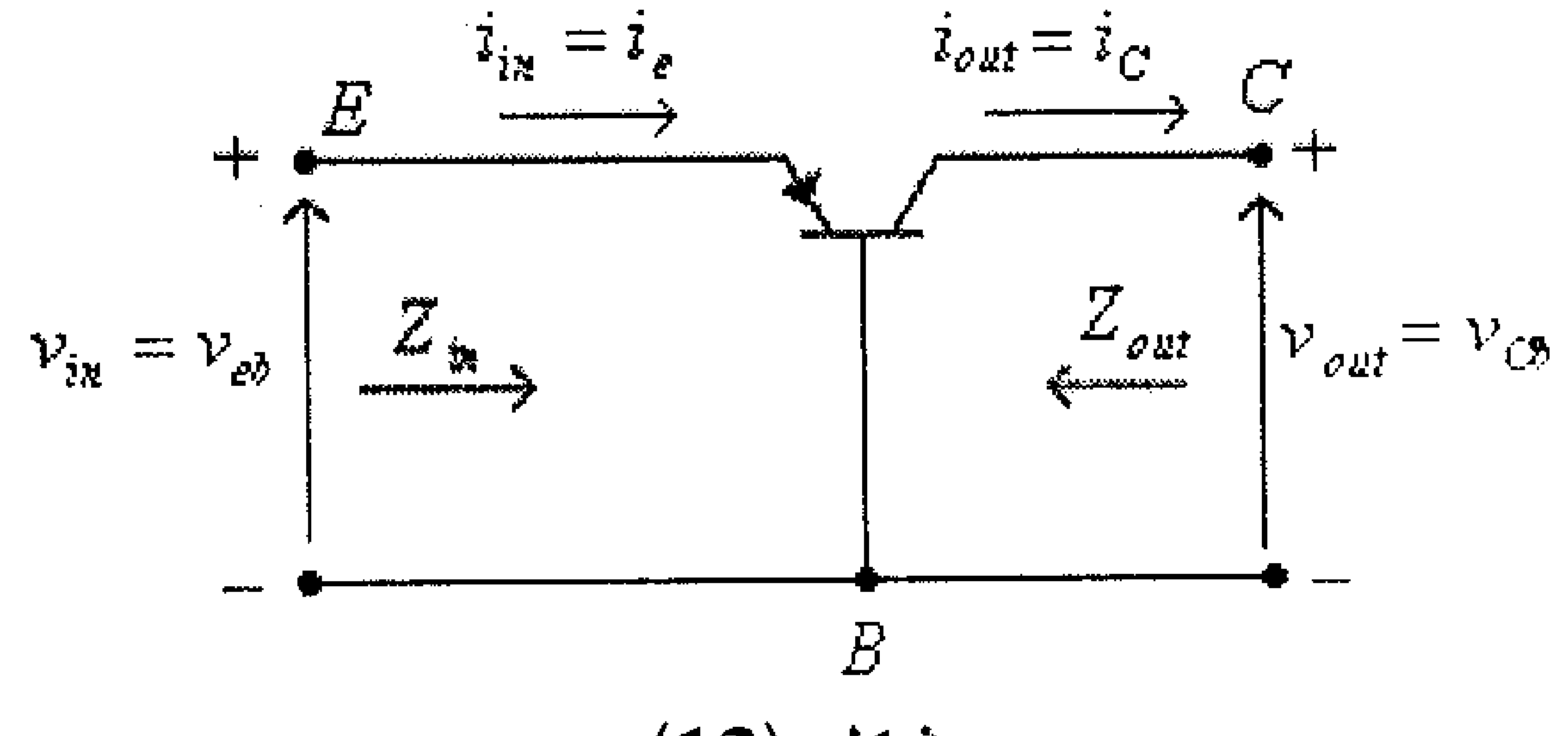
أما الوصلة الثانية بين المُجمِّع (C) والقاعدة (B) فلكونها في حالةإنحياز عكسي فهي تكافىء أيضاً ديوداً بحالة إنحياز عكسي والـــذي بـــدوره يكـــافىء مقاومه قيمتها كبيرة جداً.

كما عرفنا كذلك أن الترانزيستور ثنائي القطبية يكافىء بعمله مصدر تيار محكوم بمصدر تيار أخر (current-controlled current source).

وإعتماداً على ما تم شرحه سابقاً فإننا سنقوم بأيجاد الـــدوائر المكافئـــة للترانزيستور ثنائي القطبية عند دوائر توصيله المختلفة.

- **دائرة القاعدة المشتركة (Common-base configuration):**

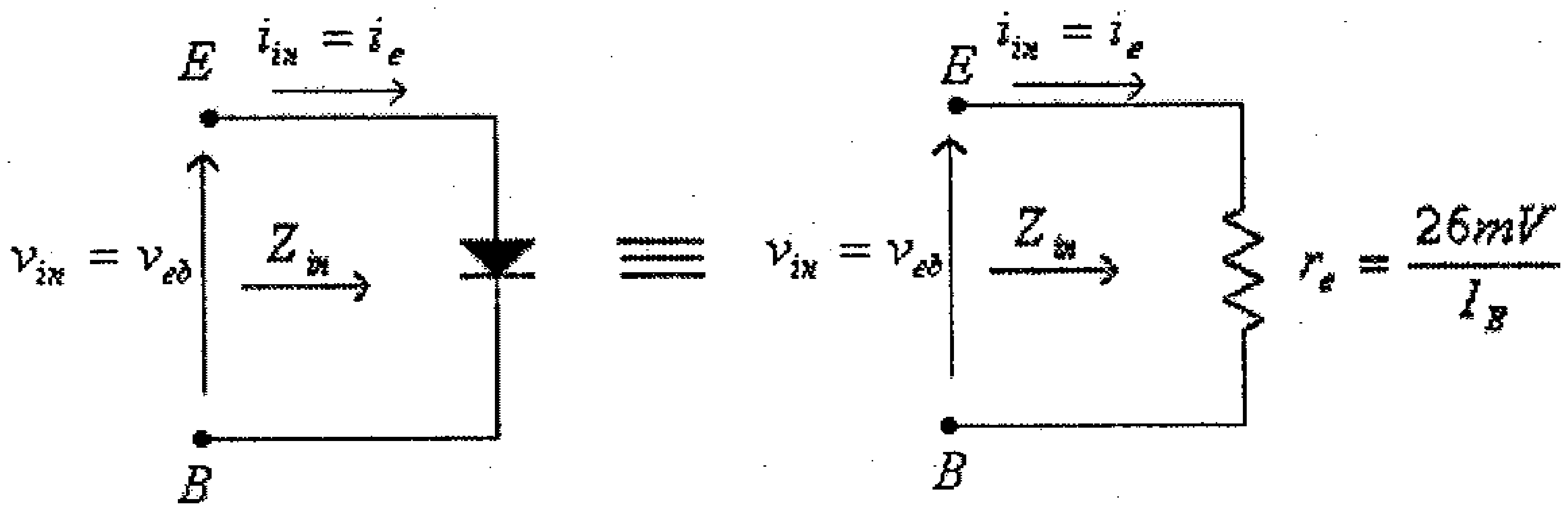
الشكل التالي يبين ترانزيستور ثنائي القطبية من النوع pnp، موصـــول بدائرة القاعدة المشتركة.



شكل (13)

(لاحظ أننا في هذه الدائرة، وكما هو عادةً، قد إستخدمنا الأحـــرف الانجليزيـــة الصغيرة للإشارة الى القيم المتغيرة).

من هذا الشكل يمكن الإستنتاج أن مدخل هذه الدائرة يكافىء ديوداً بحالة إنحياز أمامي (الديود المُكون بين الباعث والقاعدة)، أي أن الدائرة المكافئة للمدخل هي كما في الشكل التالي.



شكل (14)

وبالتالي فإن الممانعة المدخلية للترانزيستور ثنائي القطبية تكافىء مقاومة مادية قيمتها r_e، أي أن:

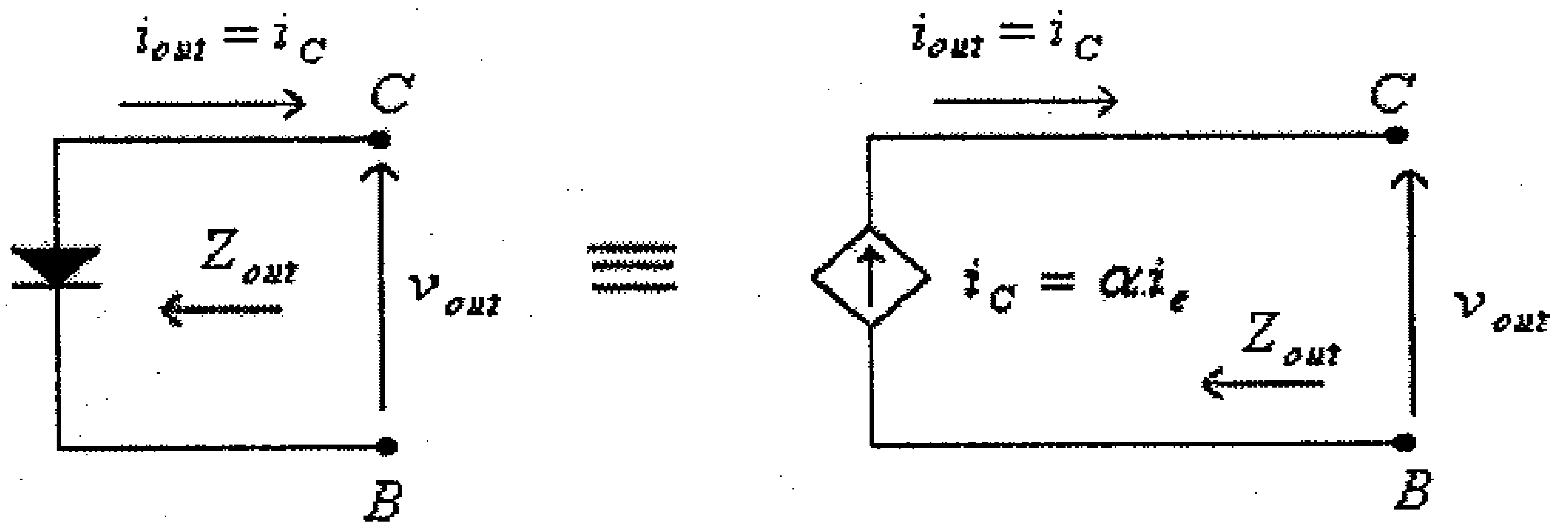
$$Z_{in} = r_e = \frac{26mV}{I_E}$$

حيث I_E هو التيار المستمر للباعث (التيار المُسبب من دائرة الانحياز).

ومخرج هذه الدائرة يكافىء ديوداً بحالة إنحياز عكسي (الديود المُكون بين المُجمِّع والقاعدة)، والتيار المار في هذا الديود (تيارالمُجمِّع للترانزيستور) يتم التحكم بقيمته بواسطة تيار الباعث i_e. أي أن:

$$i_{out} = i_C = \alpha . i_e$$

أي أن الدائرة المكافئة للمخرج تتكون من مصدر تيار، كما هو مبين بالشكل التالي:

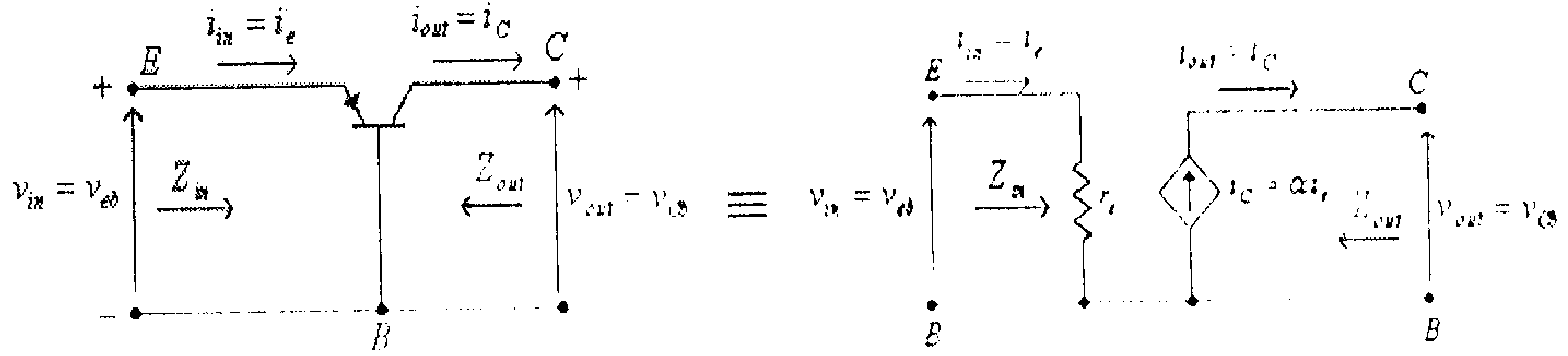


شكل (15)

ولمّا كان مخرج هذه الدائرة يكافىء ديوداً بحالة إنحياز عكسي (والـذي يكافىء أيضاً مصدر تيار)، فإن الممانعة المخرجية تكون كبيرةً جـداً ونظريـاً تساوي المالانهاية، أي أن:

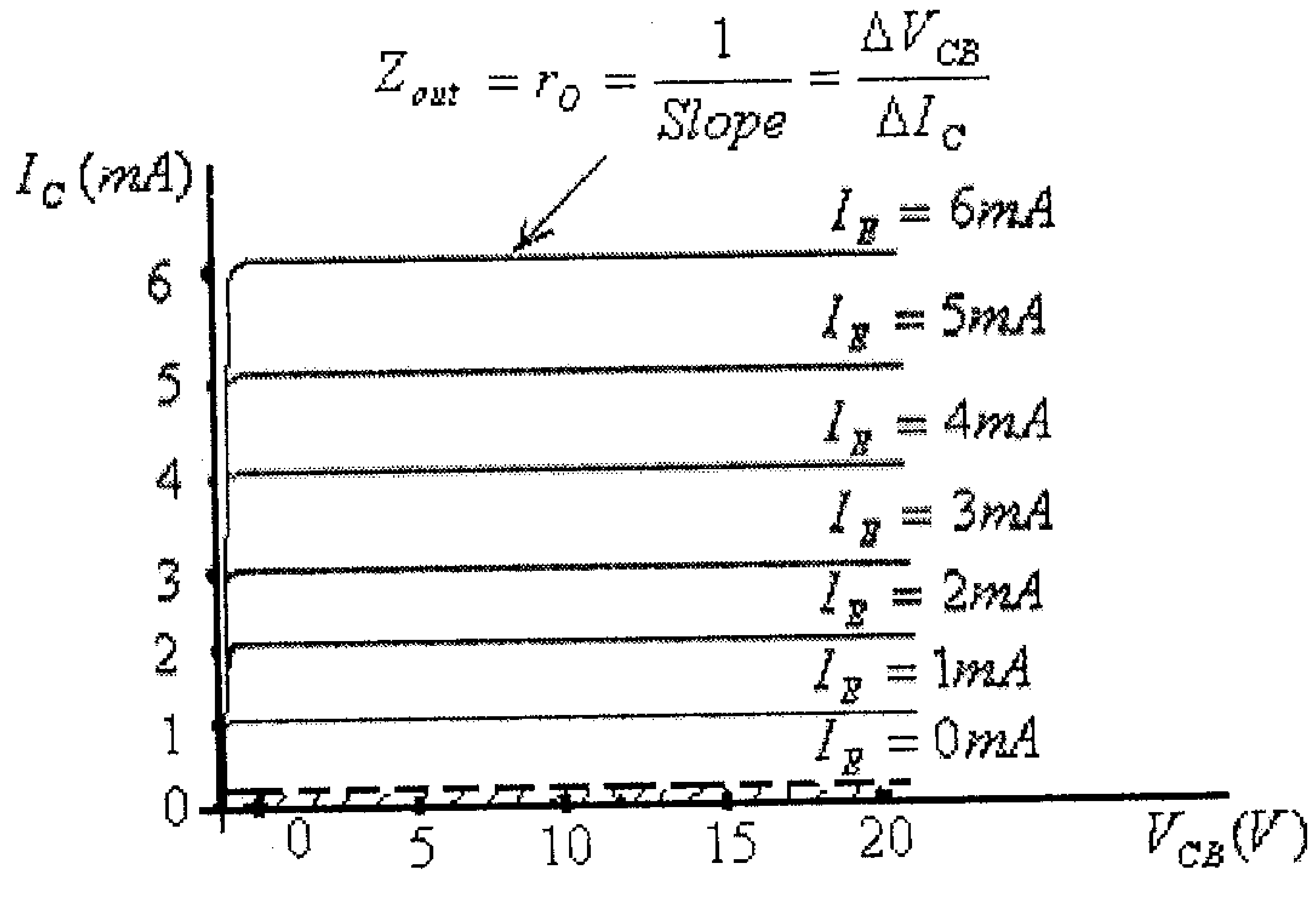
$$Z_{out} = \infty \Omega$$

بدمج الدائرتين المكافئتين لكل من المدخل والمخـرج والمبينتـين فـي الشكلين السابقين، فإن الدائرة المكافئة للترانزيـستور ثنـائي القطبيـة (BJT) والموصول بدائرة القاعدة المشتركة تصبح كما في الشكل أدناه.



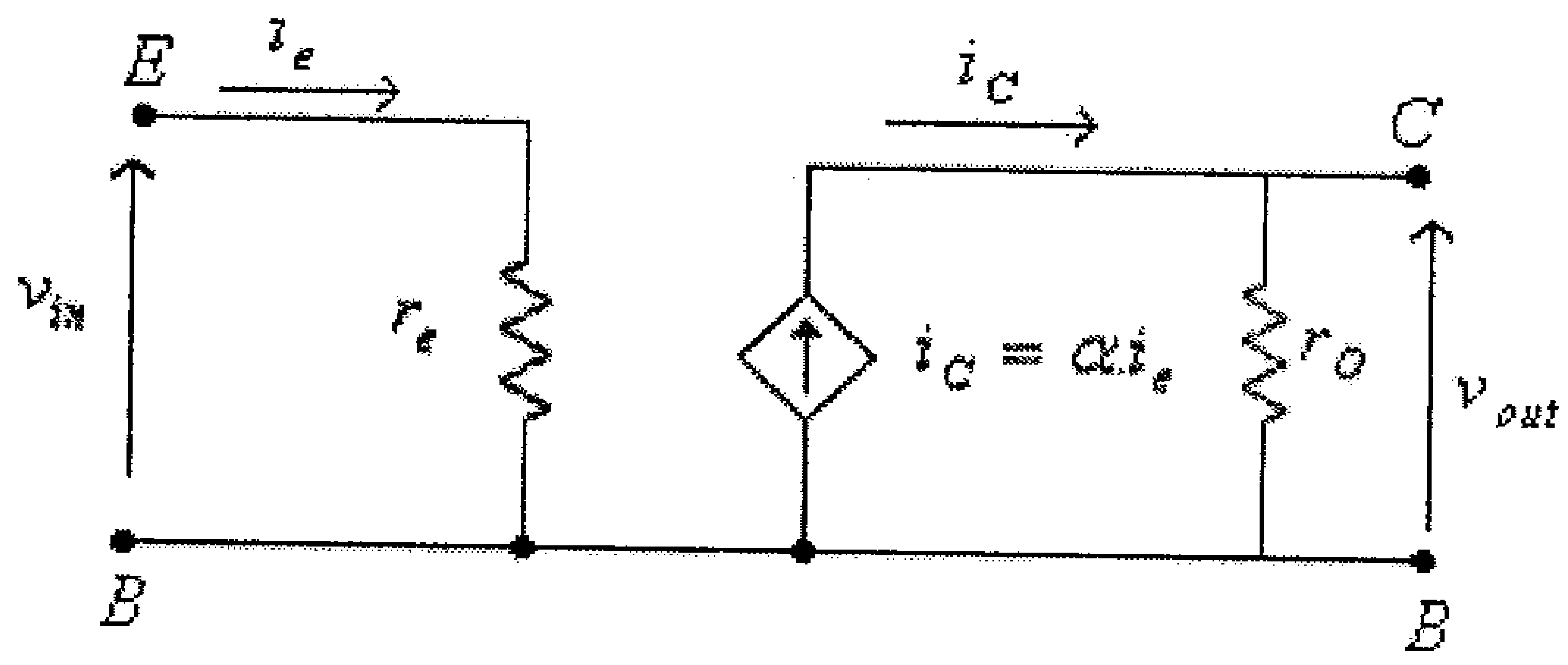
شكل (16)

ومن الناحية العملية يمكن تحديد قيمة الممانعة المخرجية من ميل منحنى الخواص المخرجية للترانزيستور، كما في الشكل أدناه.



شكل (17)

وبأخذ الممانعة المخرجية بعين الإعتبار تصبح الدائرة المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية والموصول بدائرة القاعدة المشتركة كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (18)

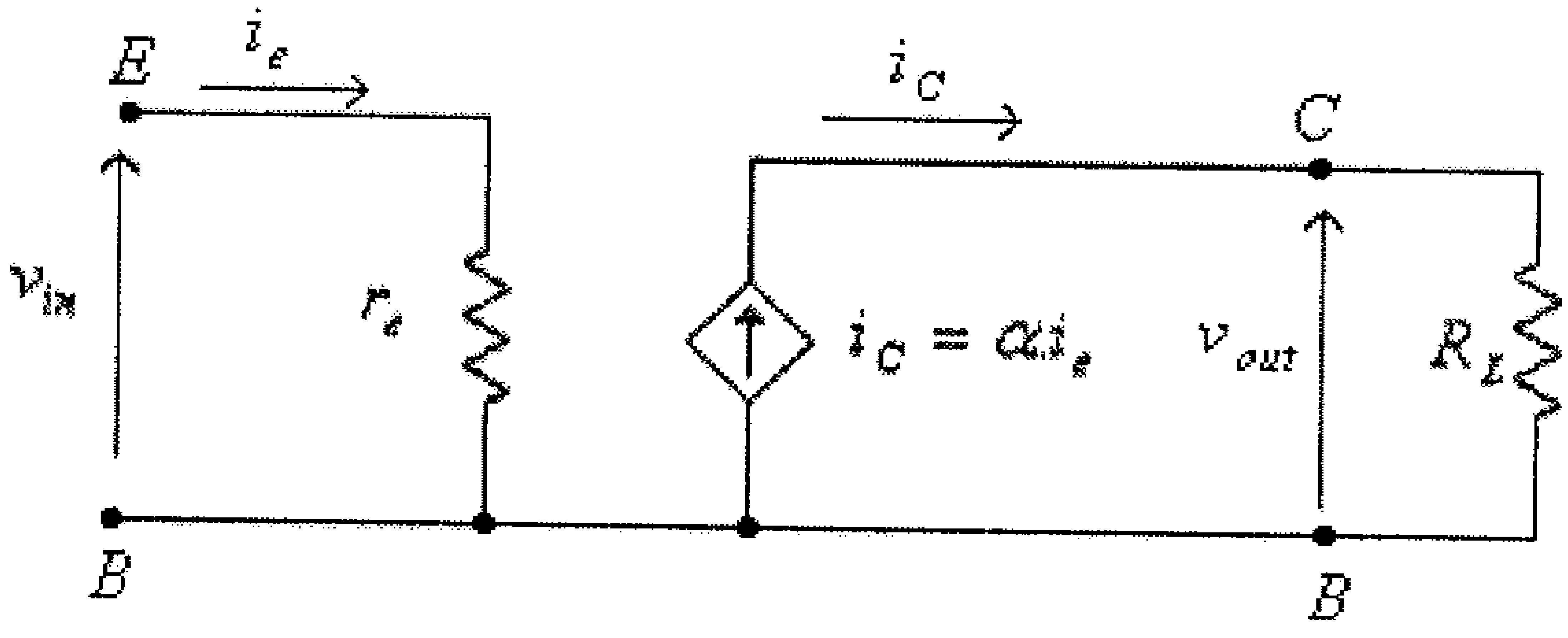
لاحظ أن الممانعة المخرجية للترانزيستور ثنائي القطبية تكافىء مقاومة مادية قيمتها r_O.

– معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_c}{i_e} = \alpha \approx 1$$

– معامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة يعتمد على مقدار مقاومة الحمل R_L، الموصول مع مخرج هذه الدائرة.

بإهمال المقاومة r_O كونها عادةً ما تكون كبيرةً جداً، مقارنةً مع مقاومة الحمل R_L، كما في الشكل التالي.



شكل (19)

فإن :

$v_{out} = i_C . R_L$

$v_{in} = i_e . r_e$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_C . R_L}{i_e . r_e} = \alpha . \frac{R_L}{r_e} \approx \frac{R_L}{r_e}$$

مما سبق يمكن أن تلاحظ أنه ولدائرة القاعدة المشتركة:

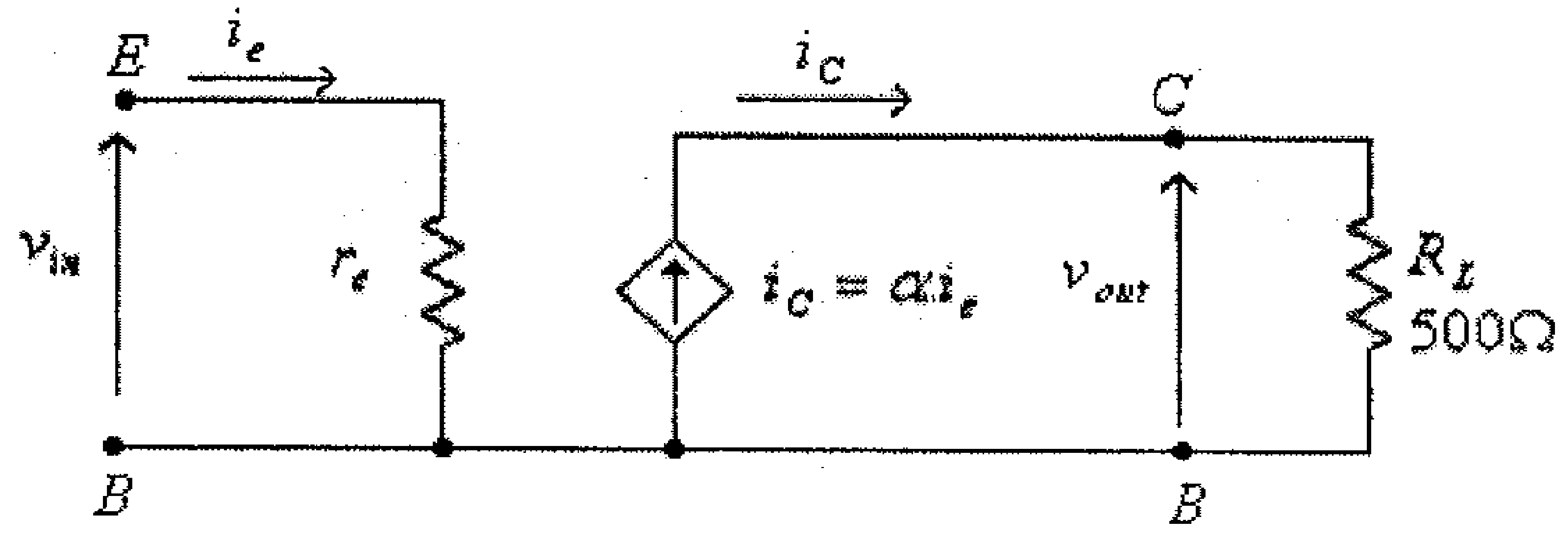
- الممانعة المدخلية (Z_{in}) قليلة جداً لأنها تكافيء ديوداً بحالة إنحياز أمامي.
- الممانعة المخرجية (Z_{out}) عالية جداً لأنها تكافيء ديوداً بحالة إنحياز عكسي.
- لا تقدم هذه الدائرة أي تضخيم للتيار، بل على العكس من ذلك فإن التيار المخرجي (I_{out}) أقل من التيار المدخلي (I_{in}) ، وذلك لأن $\alpha < 1$.
- معامل تضخيم الفولطية (A_V) يعتمد على قيمة المقاومة المدخلية r_e ومقاومة الحمل R_L.

مثال (5):

للترانزيستور الموصول بدائرة القاعدة المشتركة، وإذا علمت أن $I_E = 3mA$ ، $\alpha = 0.95$ ، وأن القيمة الفعالة لفولطية الإشارة بين الباعث والقاعدة (الاشارة المدخلية) هي $V_{in} = 2mV$:

- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور.
- أحسب قيمة معاملي تضخيم الفولطية والتيار في حالة توصيل حمل مقداره 500Ω على مخرج دائرة الترانزيستور.

الحل: الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور هي كما في الشكل التالي.



شكل (20)

في هذه الدائرة:

$$Z_{in} = r_e = \frac{26mV}{3mA} = 8.67\Omega$$

$$Z_{out} = \infty\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

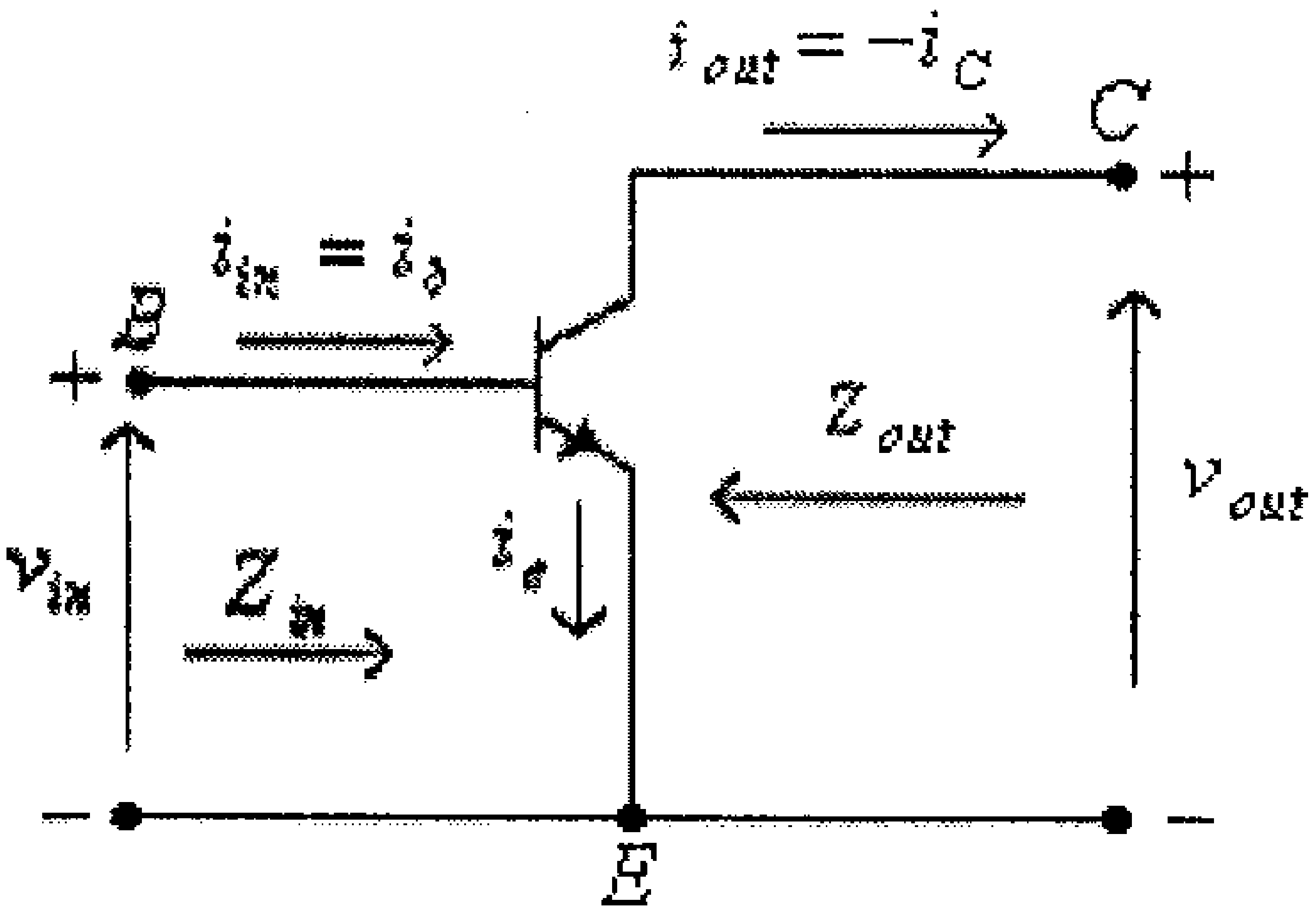
$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_C.R_L}{i_e.r_e} = \alpha.\frac{R_L}{r_e} = (0.95).\frac{500}{8.67} = 54.79$$

معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \alpha = 0.95$$

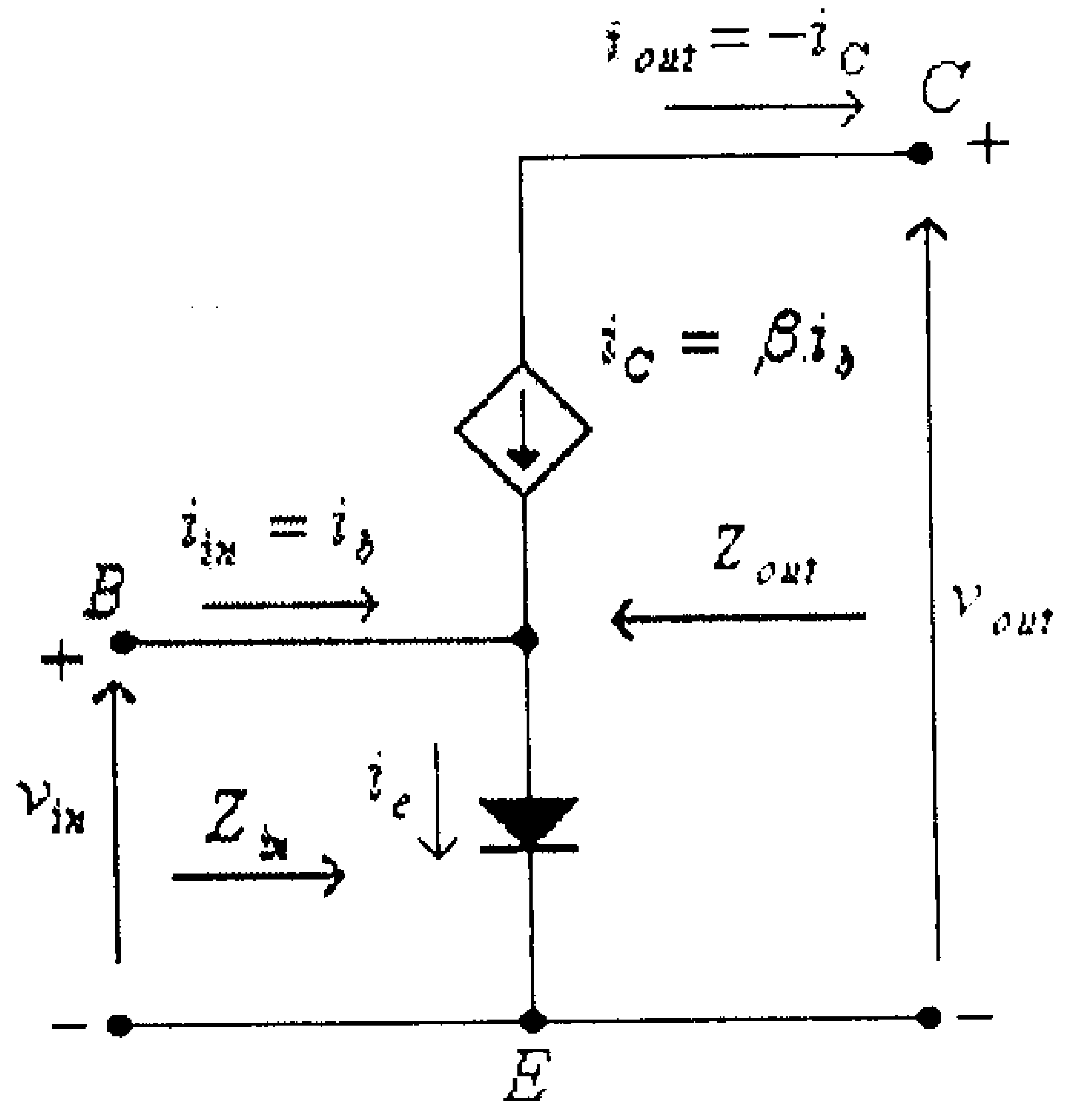
- **دائرة الباعث المشترك (Common-emitter configuration):**

الشكل التالي يبين ترانزيستور ثنائي القطبية من النـــوع npn موصـــول بدائرة الباعث المشترك.



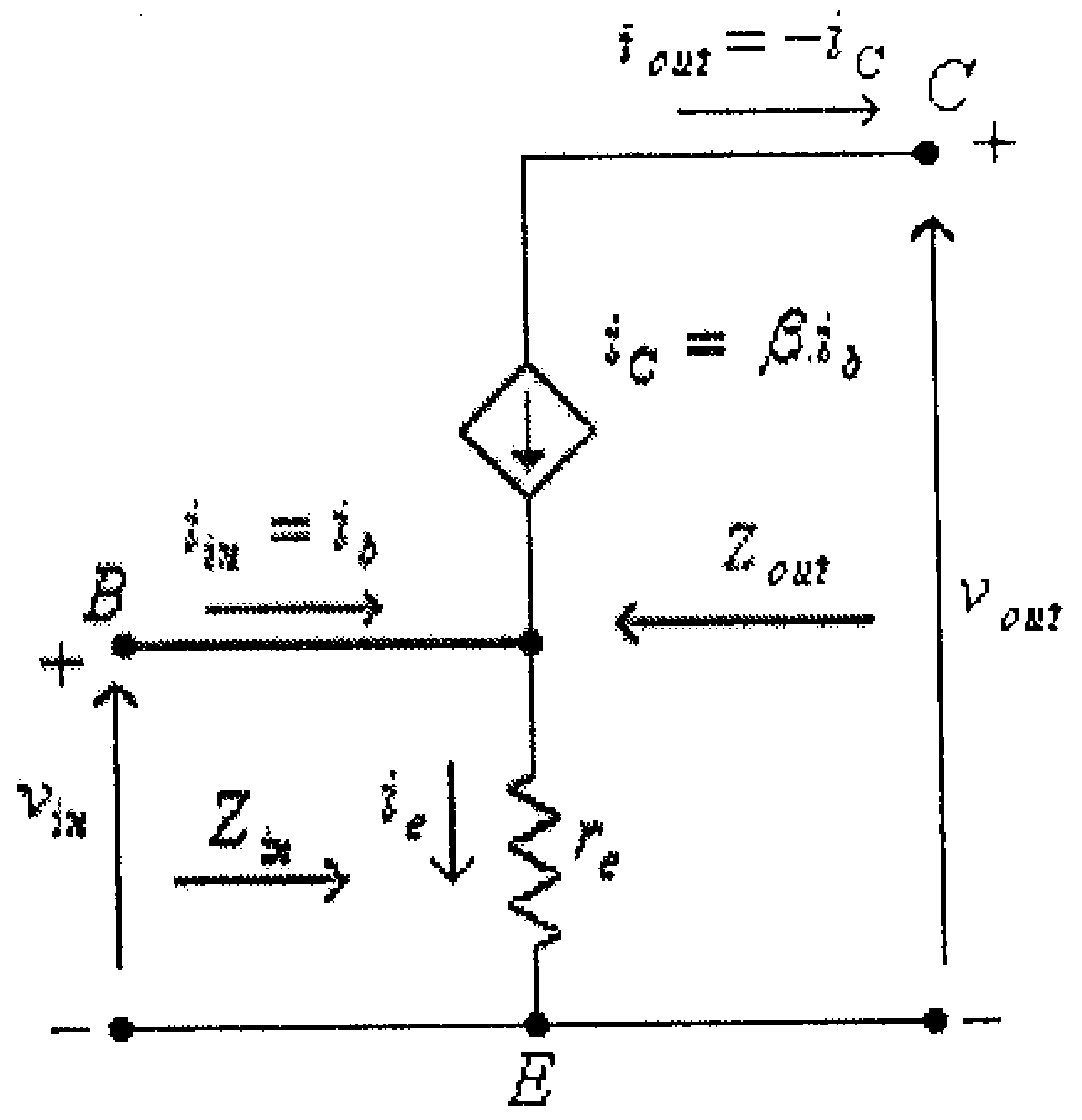
شكل (21)

من هذا الشكل يمكن الإستنتاج أن مدخل هذه الدائرة يكافيء ديوداً بحالة إنحياز أمامي (الديود المُكون بين القاعدة والباعث)، ويمر بهذا الديود تيار الباعث i_e والذي يساوي مجموع تياري القاعدة i_b والمُجمِّع i_C. أي أن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (22)

وبإستبدال الديود بمقاومته الديناميكية المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما هو مبين بالشكل التالي:



شكل (23)

حيث:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E}$$

من هذا الشكل يُستنتج أن:

$$v_{in} = i_e.r_e$$

ولكن:

$$i_e = i_b + i_C = i_b + \beta.i_b = (\beta + 1).i_b$$

وبالتالي، فإن:

$$v_{in} = (\beta + 1).i_b.r_e \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وكذلك:

$$i_{in} = i_b \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

من المعادلتين (1) و (2) يُستنتج أن الممانعة المدخلية هي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{(\beta + 1).i_b.r_e}{i_b} = (\beta + 1).r_e$$

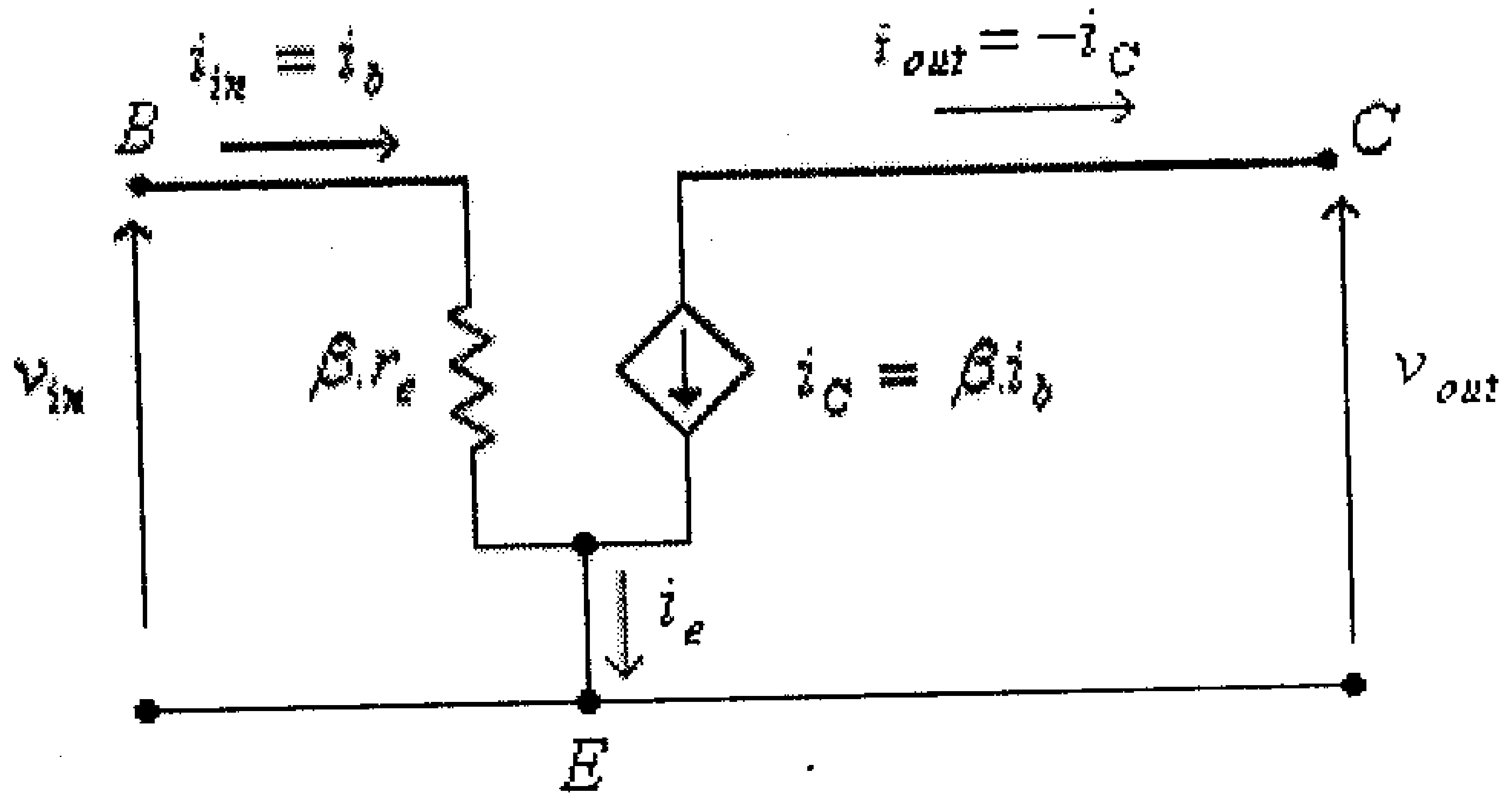
ولمّا كانت قيمة معامل تضخيم التيار β أكبر كثيراً من الواحد، فإن:

$$Z_{in} \approx \beta.r_e$$

ولمّا كان مخرج هذه الدائرة يكافىء ديوداً بحالة إنحياز عكسي (والـــذي يكافىء أيضاً مصدر تيار)، فإن الممانعة المخرجية تكون كبيرةً جـــداً ونظريـــاً تساوي المالانهاية، أي أن:

$$Z_{out} = \infty\Omega$$

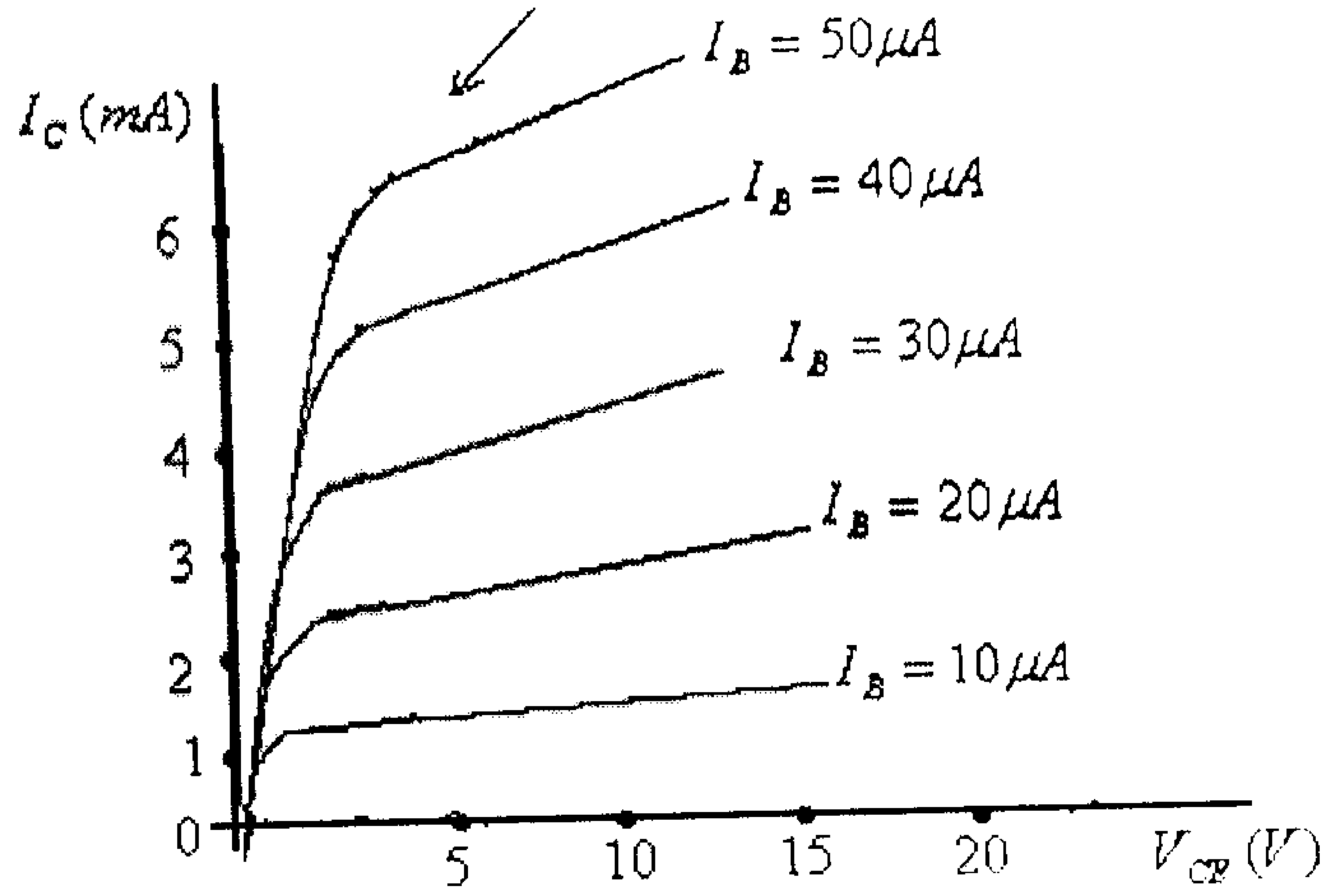
وبالتالي فإن الدائرة المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية من النـــوع npn الموصول بدائرة الباعث المشترك هي كما في الشكل التالي.



شكل (24)

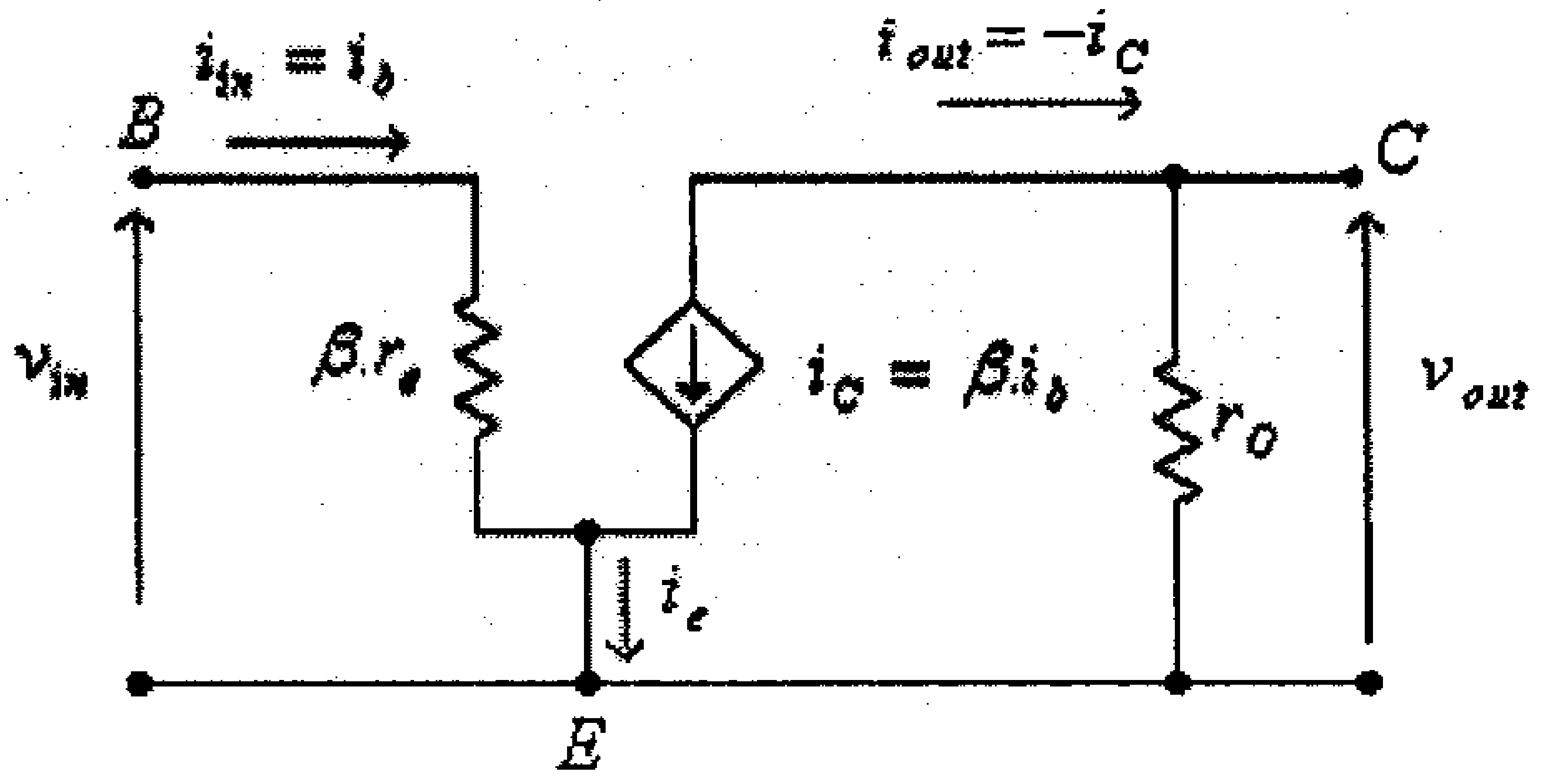
ومن الناحية العملية يمكن تحديد قيمة الممانعة المخرجية من ميل منحنى الخواص المخرجية للترانزيستور، كما في الشكل أدناه.

$$Z_{out} = r_O = \frac{1}{Slope} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$



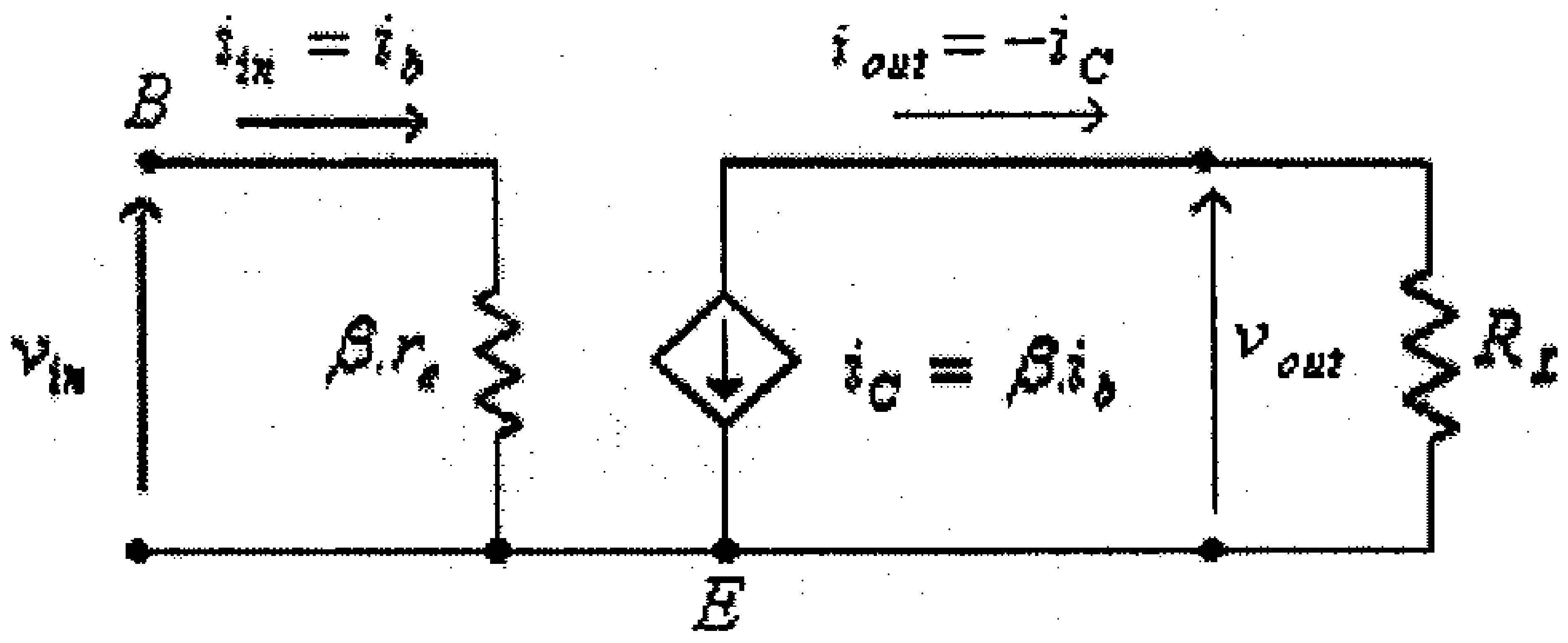
شكل (25)

وبأخذ الممانعة المخرجية بعين الإعتبار تصبح الـدائرة المكافئـة لهـذا الترانزيستور كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (26)

– معامل تضخيم الفولطية يمكن أيجاده من الدائرة المكافئة، كما يلي:



شكل (27)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = i_{out}.R_L = -i_C.R_L = -\beta.i_b.R_L$$

$$v_{in} = i_b.\beta.r_e$$

وبالتالي، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-\beta.i_b.R_L}{i_b.\beta.r_e} = -\frac{R_L}{r_e}$$

لاحظ أن معامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة سالباً، وهذا يعني أن فرق الطور بين إشارتي المدخل والمخرج هو 180^0.

– معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_C}{i_b} = \beta$$

مما سبق يمكن أن تلاحظ أنه ولدائرة الباعث المشترك:

- الممانعة المدخلية (Z_{in}) لهذه الدائرة قليلة لأنها تكافيء ديوداً بحالة إنحياز أمامي، ولكنها أكبر من تلك لدائرة القاعدة المشتركة.
- الممانعة المخرجية (Z_{out}) لهذه الدائرة عالية جداً لأنها تكافيء ديوداً بحالة إنحياز عكسي.
- معامل تضخيم التيار لهذه الدائرة كبير، وهو يساوي قيمة المعامل β للترانزيستور.
- معامل تضخيم الفولطية (A_V) لهذه الدائرة يعتمد على قيمة المقاومة المدخلية r_e ومقاومة الحمل R_L.

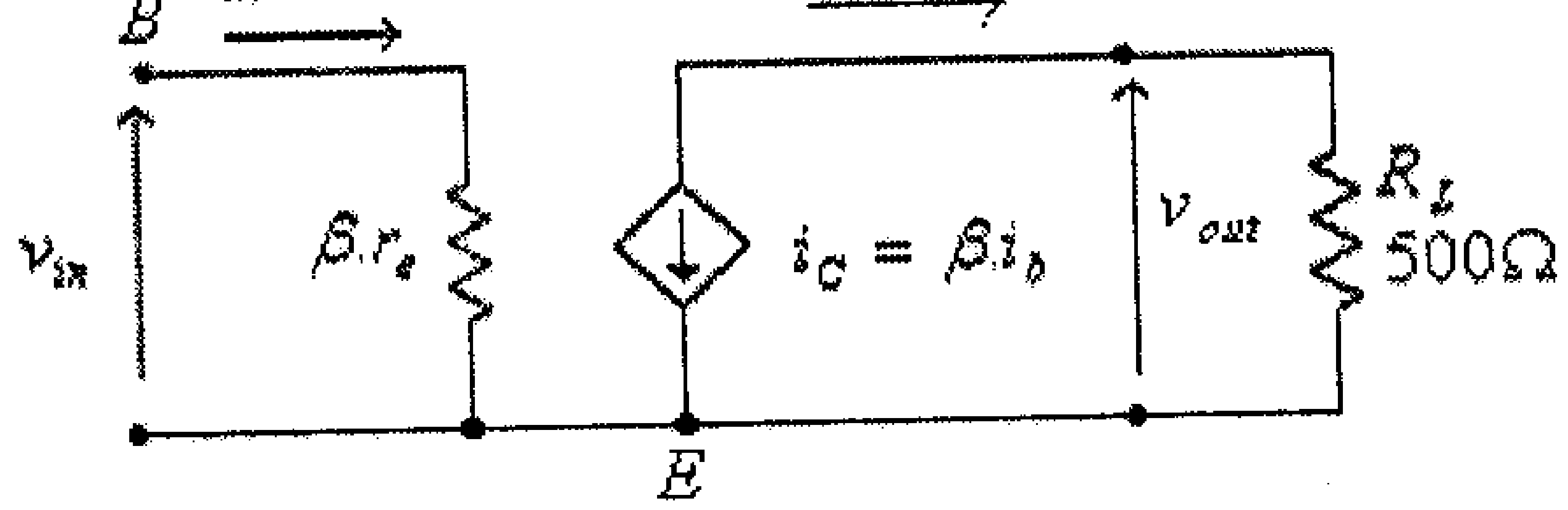
مثال (6):

للترانزيستور من النوع npn والموصول بدائرة الباعث المشترك، إذا علمت أن $I_E = 3mA$، $\beta = 100$ وأن القيمة الفعالة لفرق الجهد للإشارة المدخلية بين الباعث والقاعدة هي $V_{in} = 2mV$:

- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور. (إفرض أن $Z_{out} = \infty\Omega$).
- أحسب قيمة معاملي تضخيم الفولطية والتيار في حالة توصيل حمل مقداره 500Ω على مخرج دائرة الترانزيستور.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور هي:



شكل (28)

في هذه الدائرة:

$$r_e = \frac{26mV}{3mA} = 8.67\Omega$$

والممانعة المدخلية هي:

$$Z_{in} = \beta.r_e = (100).(8.67) = 867\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

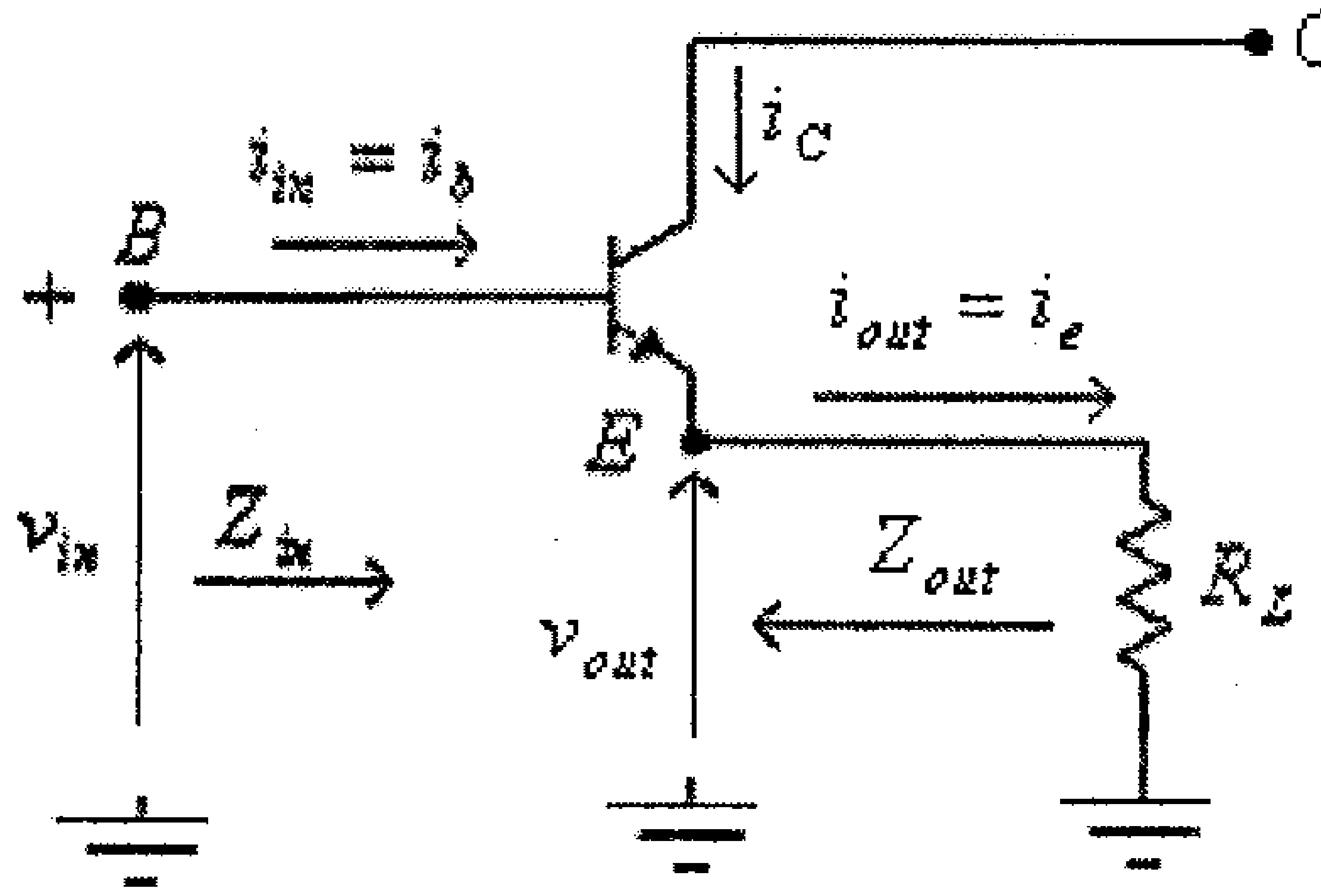
$$A_V = -\frac{R_L}{r_e} = -\frac{500}{8.67} = -57.67$$

معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \beta = 100$$

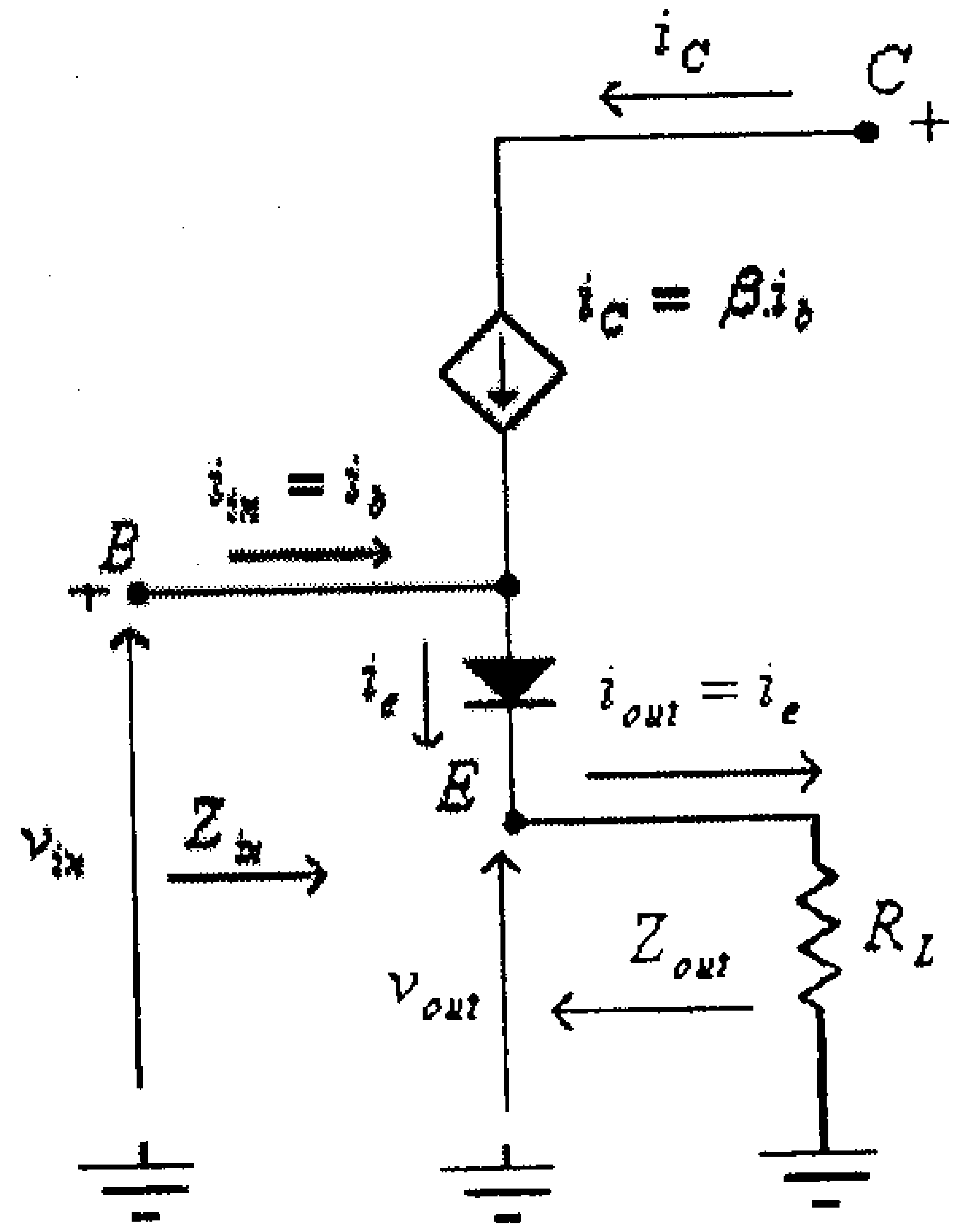
- **دائرة المُجمِّع المشترك (Common-collector configuration):**

الشكل التالي يبين ترانزيستور ثنائى القطبية من النـــوع npn موصـــول بدائرة المُجمِّع المشترك.



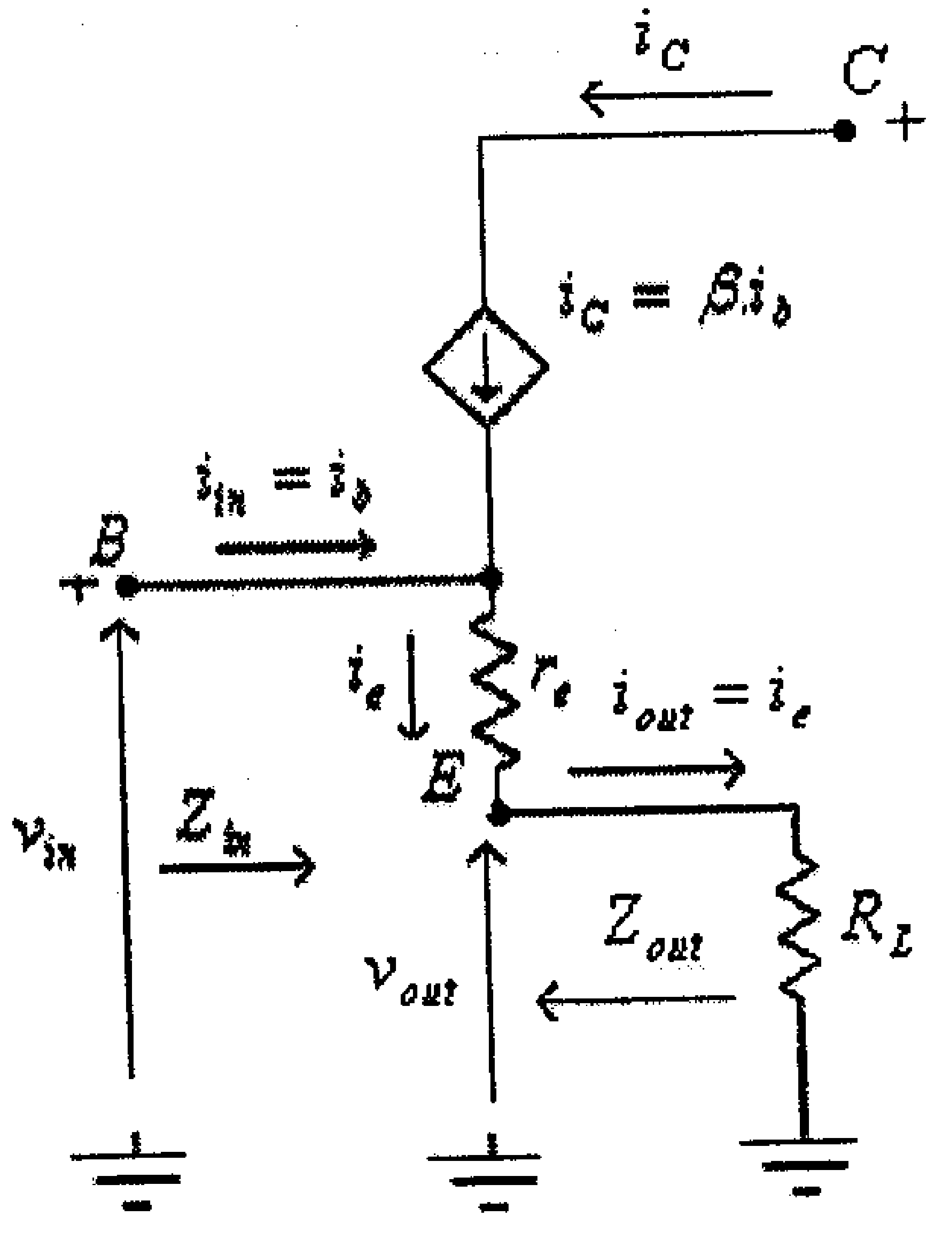
شكل (29)

وبإستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة كما في حالة توصـيل الباعـث المشترك، فإن الدائرة المكافئة تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (30)

وبإستبدال الديود بمقاومته الديناميكية المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما هو مبين بالشكل التالي:



شكل (31)

من هذا الشكل يلاحظ أن:

$$v_{in} = i_e.(r_e + R_L) = (\beta + 1).i_{in}.(r_e + R_L)$$

وبالتالي، فإن الممانعة المدخلية تساوي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = (\beta + 1).(r_e + R_L) \approx \beta.(r_e + R_L)$$

ولمّا كانت الممانعة المخرجية تقاس بين الطرفين المخرجيين للدائرة عندما تكون الإشارة المدخلية تساوي صفراً، فمن السهل الملاحظة من الشكل السابق أن:

$$Z_{out} = r_e$$

ومعامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{i_e}{i_b} = (\beta + 1) \approx \beta$$

أمّا معامل تضخيم الفولطية فيساوي:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_e.R_L}{i_e.(r_e + R_L)} = \frac{R_L}{(r_e + R_L)} \approx 1$$

وذلك لأنه عادةً ما تكون:

$$R_L >> r_e$$

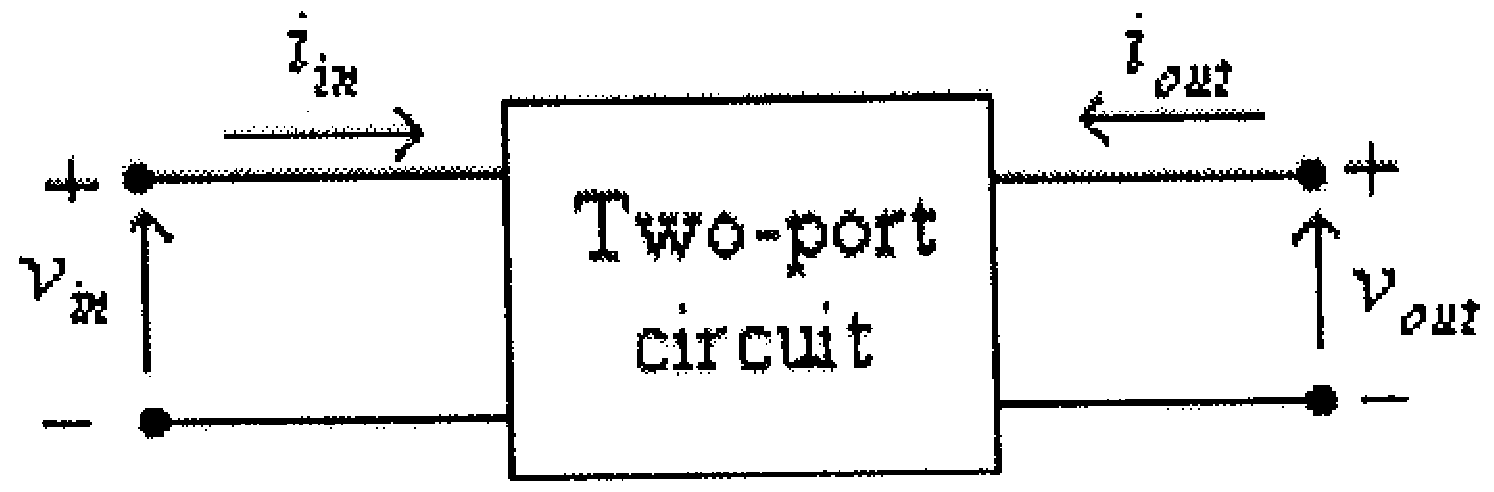
مما سبق يمكن أن تلاحظ أنه ولدائرة المُجمِّع المشترك:

- المقاومة المدخلية (Z_{in}) لهذه الدائرة عالية جداً وتعتمد على مقدار مقاومة الحمل (R_L).

- المقاومة المخرجية (Z_{out}) لهذه الدائرة صغيرة .
- معامل تضخيم التيار لهذه الدائرة كبير، وهو يساوي قيمة المعامل β للترانزيستور.
- معامل تضخيم الفولطية (A_V) لهذه الدائرة يساوي تقريباً واحد (أي أن هذه الدائرة لا تعطينا أي تضخيم للفولطية).

1.4 الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام المعاملات h. (Hybrid Equivalent Models)

تستخدم المعاملات h في بعض الأحيان لوصف العلاقات التي تربط الدوائر الكهربائية رباعية الأطراف، حيث يتم في هذه الحالة تعريف الفولطية المدخلية v_{in} والتيار المخرجي i_{out} بدلالة التيار المدخلي i_{in} والفولطية المخرجية v_{out}، وذلك كمايلي:



شكل (32)

$$v_{in} = h_{11}.i_{in} + h_{12}.v_{out}$$
$$i_{out} = h_{21}.i_{in} + h_{22}.v_{out}$$

من المعادلة الأولى يمكنك أن تلاحظ أنه وعندما يكون مخرج هذه الدائرة في وضع دارة قصر (short-circuit) فإن قيمة الفولطية المخرجية تساوي صفراً ($v_{out} = 0$)، وبالتالي فإن:

$$v_{in} = h_{11}.i_{in}\Big|_{v_{out}=0}$$

ومنها:

$$h_{11} = \frac{v_{in}}{i_{in}}\Big|_{v_{out}=0}$$

أي أن المعامل h_{11} يكافيء قيمة الممانعة المدخلية عندما يكون مخرج الدائرة في حالة قصر، لذا يسمى هذا المعامل (short-circuit input-impedance parameter).

ويمكنك أن تلاحظ من هذه المعادلة أيضاً أنه وعندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً ($i_{in} = 0$)، فإن:

$$v_{in} = h_{12}.v_{out}\Big|_{i_{in}=0}$$

أي أن:

$$h_{12} = \frac{v_{in}}{v_{out}}\Big|_{i_{in}=0}$$

أي أن المعامل h_{12} يكافيء النسبة بين الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية عندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً، (أي معكوس دالة تحويل الفولطية عندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً)، لذا يسمى هذا المعامل (open-circuit reverse transfer voltage ratio).

من المعادلة الثانية يمكنك أن تلاحظ أنه وعندما يكون مخرج هذه الدائرة في وضع قصر (short-circuit) فإن قيمة الفولطية المخرجية تساوي صفراً ($v_{out} = 0$)، وبالتالي فإن:

$$i_{out} = h_{21}.i_{in}\Big|_{v_{out}=0}$$

ومنها:

$$h_{21} = \left.\frac{i_{out}}{i_{in}}\right|_{v_{out}=0}$$

أي أن المعامل h_{21} يكافيء النسبة بين التيارين المخرجي والمدخلي عندما يكون مخرج الدائرة في حالة قصر، لذا يسمى هذا المعامل (short-circuit forward transfer current ratio).

ويمكنك أن تلاحظ من هذه المعادلة كذلك أنه وعندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً ($i_{in} = 0$)، فإن:

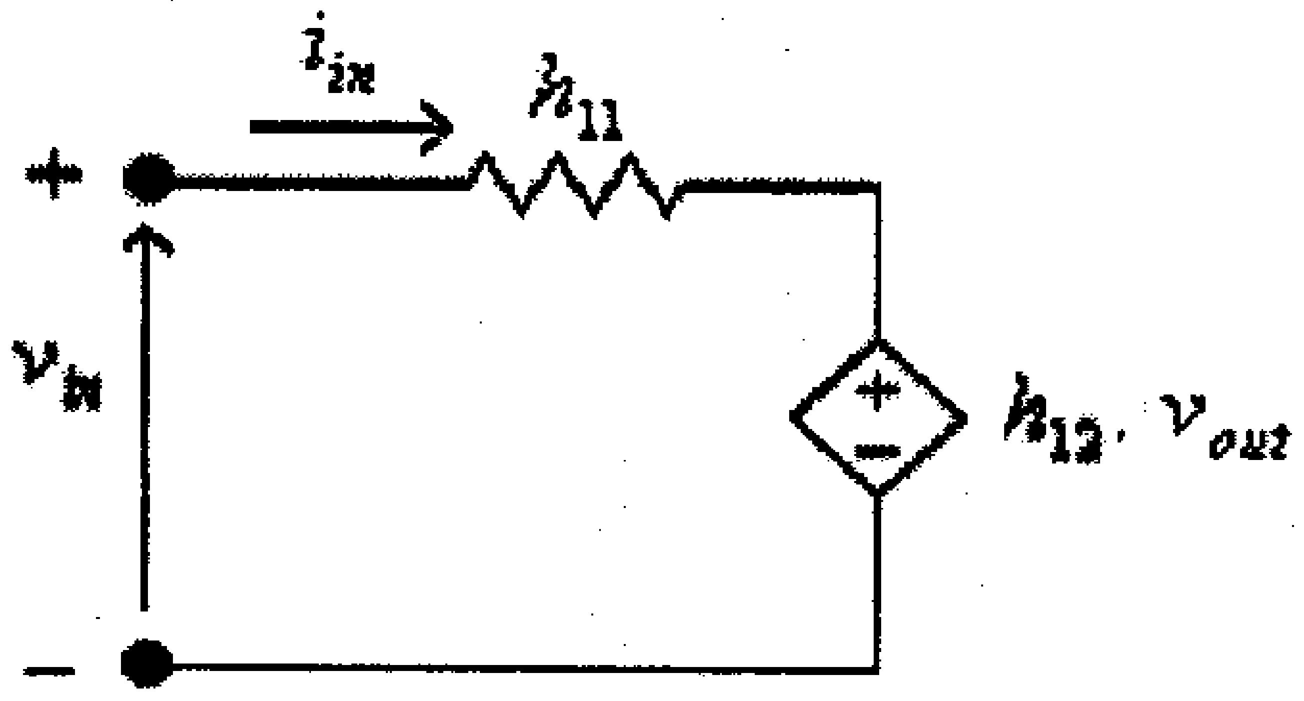
$$i_{out} = h_{22}.v_{out}\Big|_{i_{in}=0}$$

أي أن:

$$h_{22} = \left.\frac{i_{out}}{v_{out}}\right|_{i_{in}=0}$$

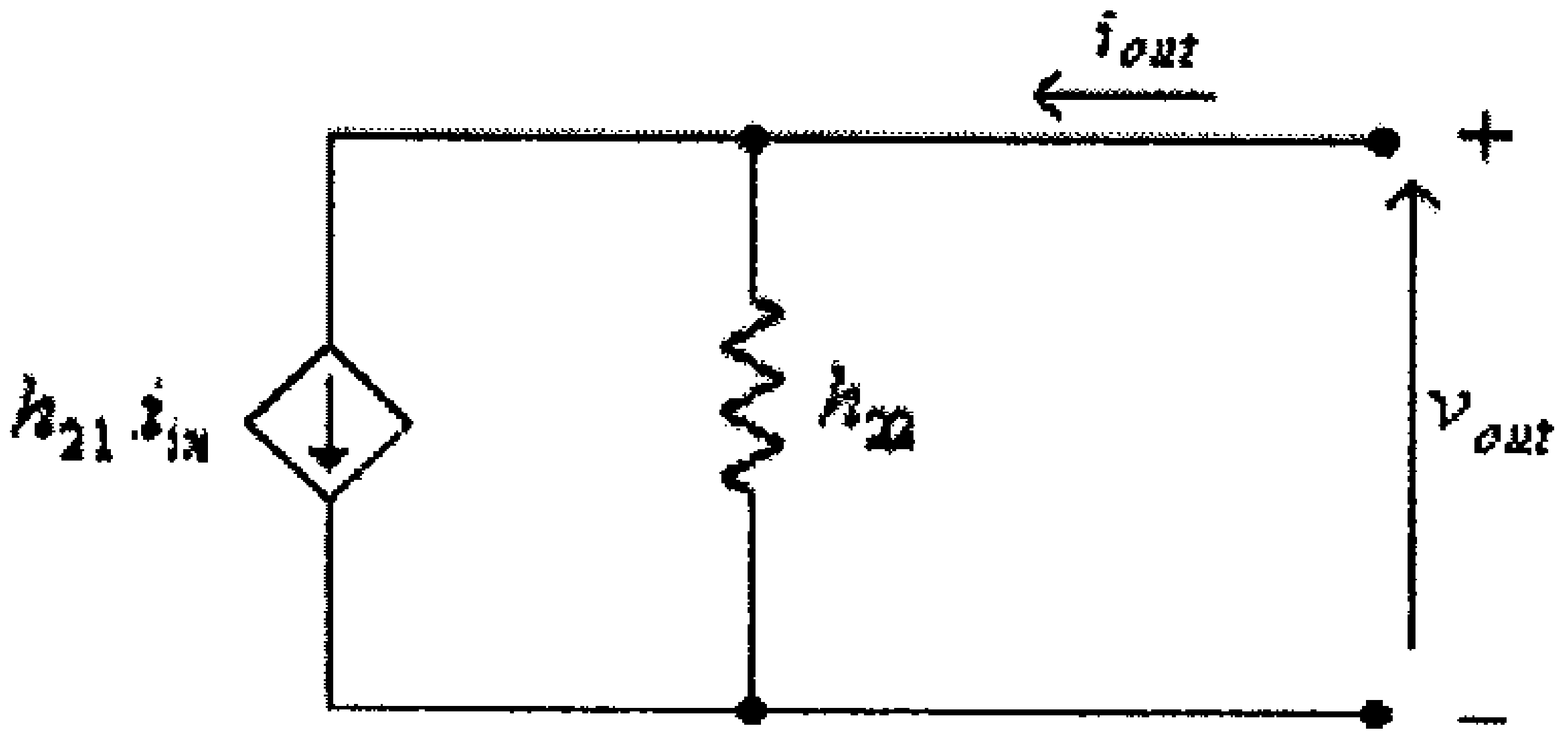
أي أن المعامل h_{22} يكافيء النسبة بين التيار المخرجي والفولطية المخرجية عندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً، لذا يسمى هذا المعامل (open-circuit output admittance parameter) .

وبالعودة الى المعادلات التي تصف النظام رباعي الأطراف باستخدام المعاملات h يمكنك أن تلاحظ من المعادلة الأولى ($v_{in} = h_{11}.i_{in} + h_{12}.v_{out}$) أن الفولطية المدخلية تكافيء مجموع مركبتين الأولى تتناسب طردياً مع التيار المدخلي ($h_{11}.i_{in}$) والثانية تتناسب طردياً مع الفولطية المخرجية ($h_{12}.v_{out}$). أي أن الدائرة المكافئة التي تصف هذه المعادلة هي:



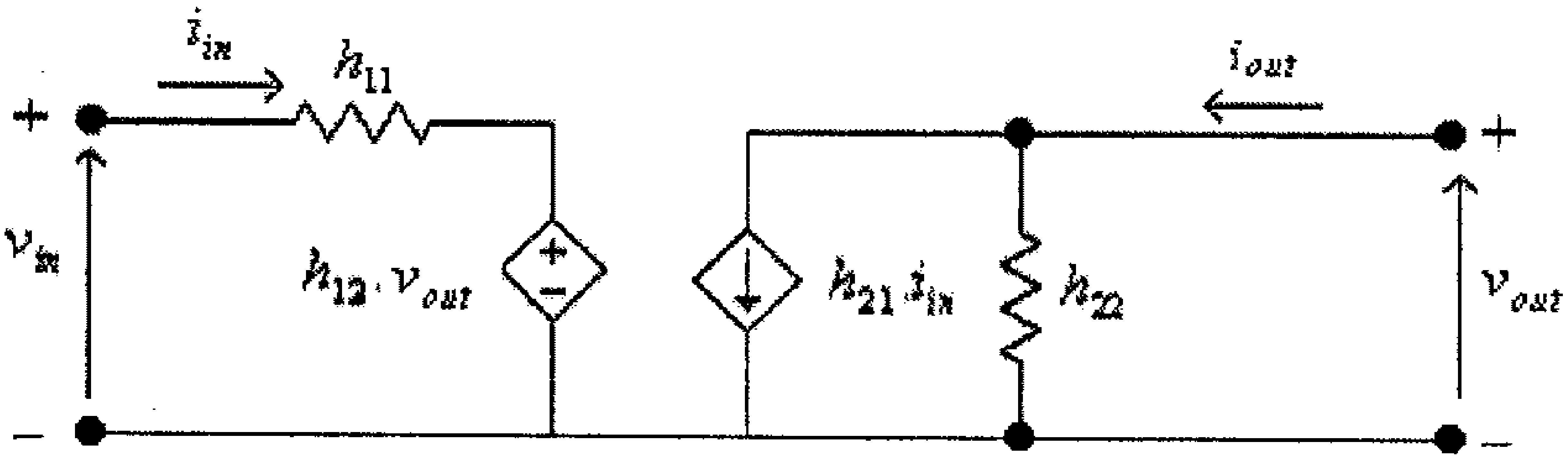
شكل (33)

أما من المعادلة الثانية ($i_{out} = h_{21}.i_{in} + h_{22}.v_{out}$) فيمكنك أن تلاحظ أن التيار المخرجي يكافىء مجموع مركبتين الأولى تتناسب طردياً مع التيار المدخلي ($h_{21}.i_{in}$) والثانية تتناسب طردياً مع الفولطية المخرجية ($h_{22}.v_{out}$). أي أن الدائرة المكافئة التي تصف هذه المعادلة هي:



شكل (34)

لاحظ أن h_{22} لها وحدة الموصلية (conductivity) وتقاس بالسيمنس. وبدمج الشكلين 33 و 34 معاً، تصبح الدائرة المكافئة للدائرة رباعية الأطراف باستخدام المعاملات h ، كما هو مبين في الشكل أدناه.

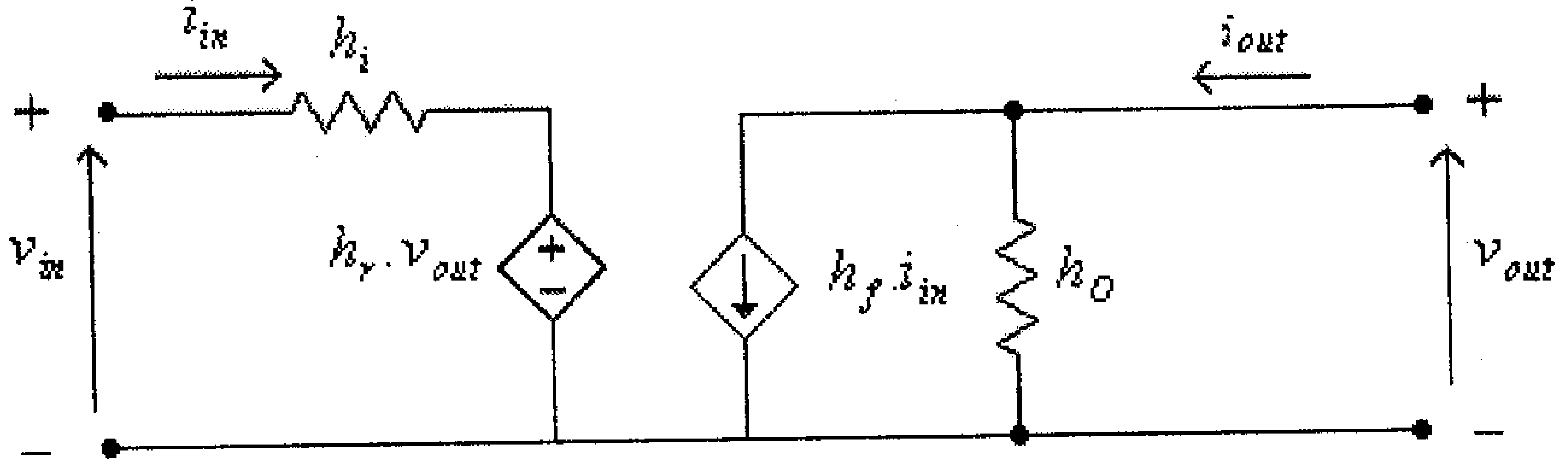


شكل (35)

كثيراً وفي دوائر الترانزيستورات ما يتم إستخدام الرمز h_i بدلاً من h_{11} والرمز h_r بدلاً من h_{12} والرمز h_f بدلاً من h_{21} والرمز h_O بدلاً من h_{22}، أي أن المعادلات التي تصف الترانزيستور كدائرة رباعية الأطراف تصبح:

$$v_{in} = h_i . i_{in} + h_r . v_{out}$$
$$i_{out} = h_f . i_{in} + h_O . v_{out}$$

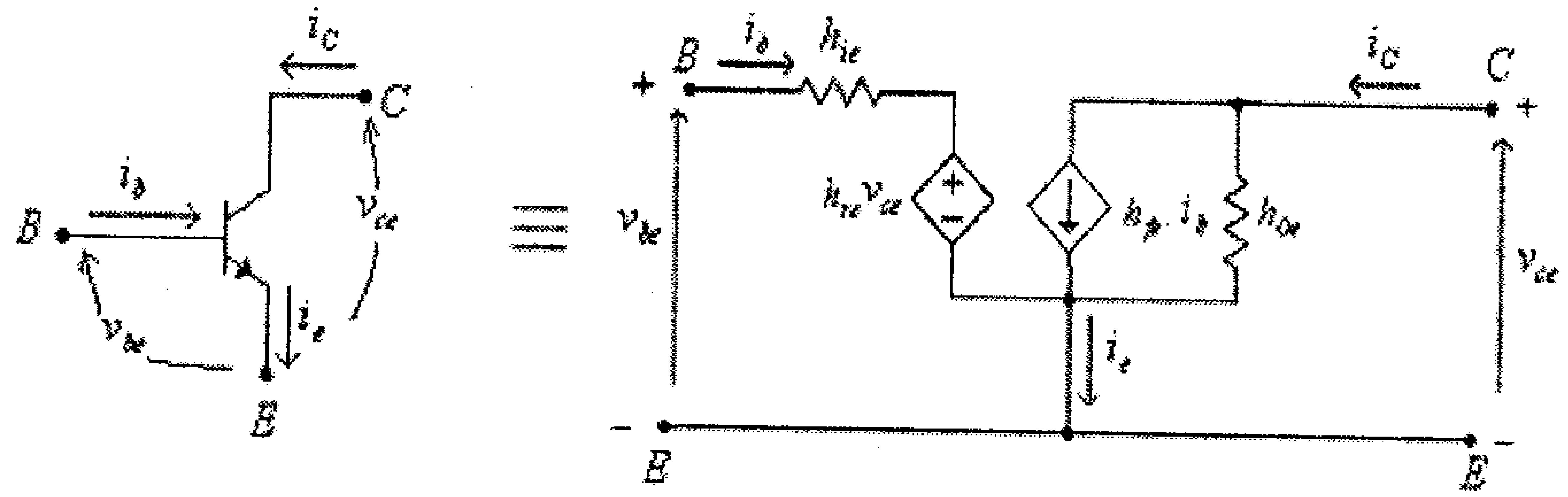
والدائرة المكافئة هي:



شكل (36)

ولوصف كل من المعاملات h لدوائر توصيل الترانزيستور المختلفة فإنه كثيراً ما يضاف مؤشر أخر للدلالة على دائرة توصيل الترانزيستور، حيث يستخدم الحرف e للدلالة على المعاملات المستخدمة لوصف الدائرة المكافئة للترانزيستور عندما يكون موصولاً بدائرة الباعث المشترك (common-emitter) والحرف b للدلالة على المعاملات المستخدمة لوصف الدائرة المكافئة للترانزيستور عندما يكون موصولاً بدائرة القاعدة المشتركة (common-base).

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة باستخدام المعاملات h لترانزيستور موصول بدائرة الباعث المشترك.

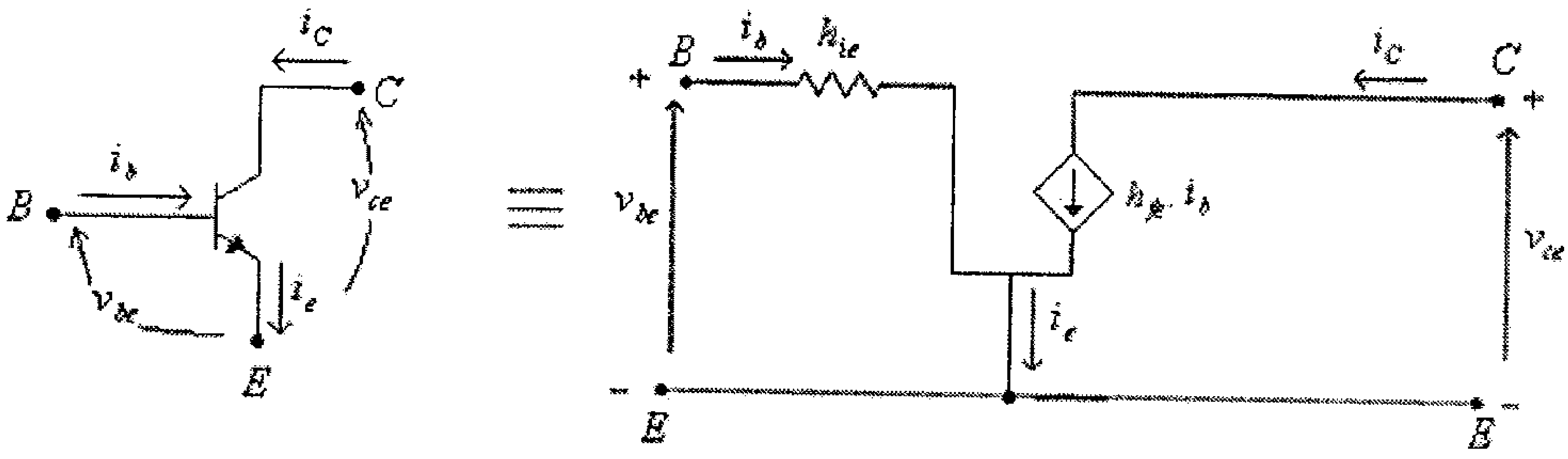


شكل (37)

والمعادلات التي تصف عمل الترانزيستور هي:

$$v_{be} = h_{ie}.i_b + h_{re}.v_{Ce}$$
$$i_C = h_{fe}.i_b + h_{Oe}.v_{Ce}$$

وحيث أن قيمة كل من h_{re} و h_{Oe} قليلة جداً فيمكن إهمالهما لتصبح الدائرة المكافئة للترانزيستور في هذه الحالة كما هي في الشكل التالي:

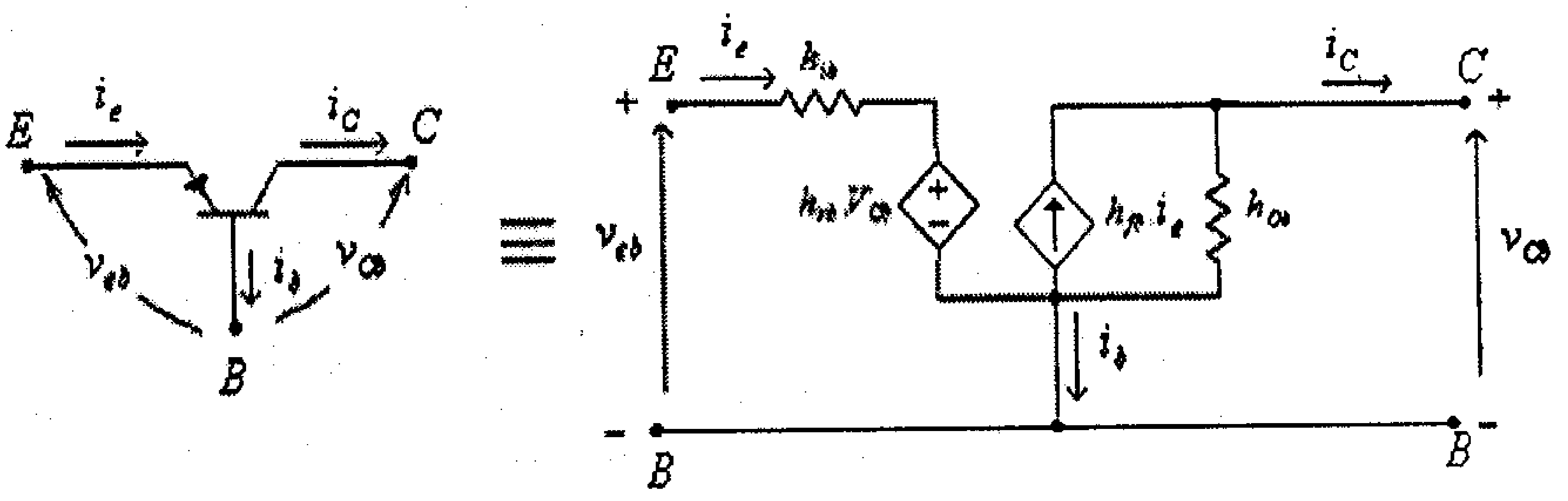


شكل (38)

والمعادلات التي تصف عمل الترانزيستور هي:

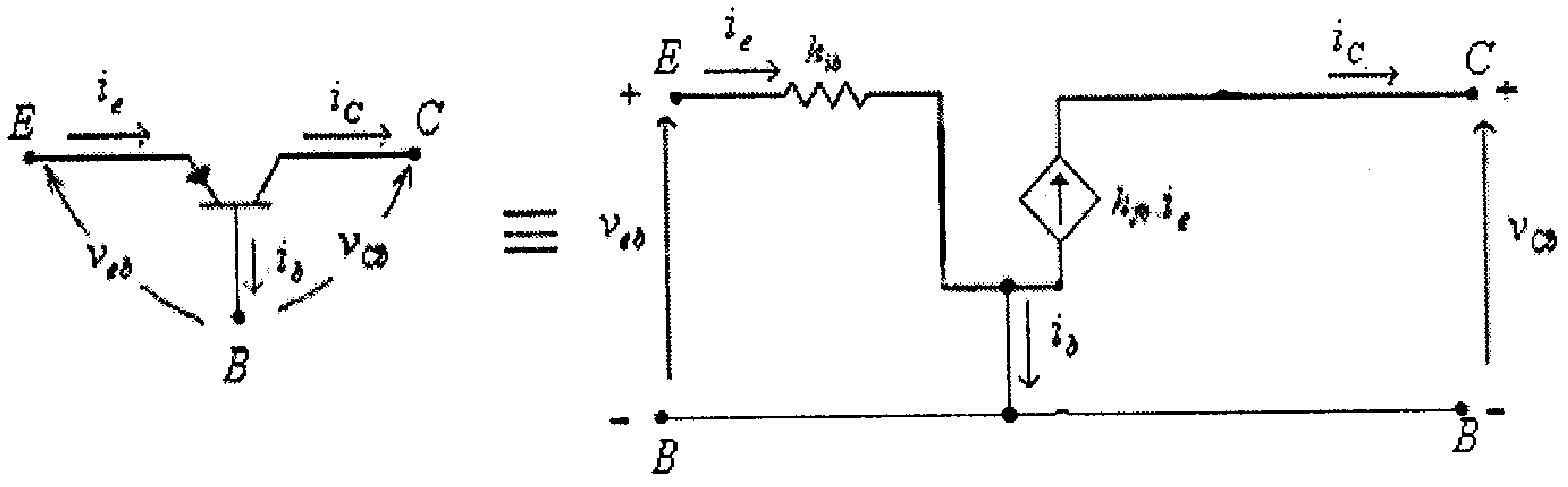
$$v_{be} = h_{ie}.i_b$$
$$i_C = h_{fe}.i_b$$

والشكل التالي يبين الدائرة المكافئة باستخدام المعاملات h لترانزيستور موصول بدائرة القاعدة المشتركة.



شكل (39)

وكما في حالة الترانزيستور الموصول بدائرة الباعث المشترك، وحيث أن قيمة كل من h_{rb} و h_{Ob} قليلة جداً فيمكن إهمالهما لتصبح الدائرة المكافئة للترانزيستور في هذه الحالة هي:



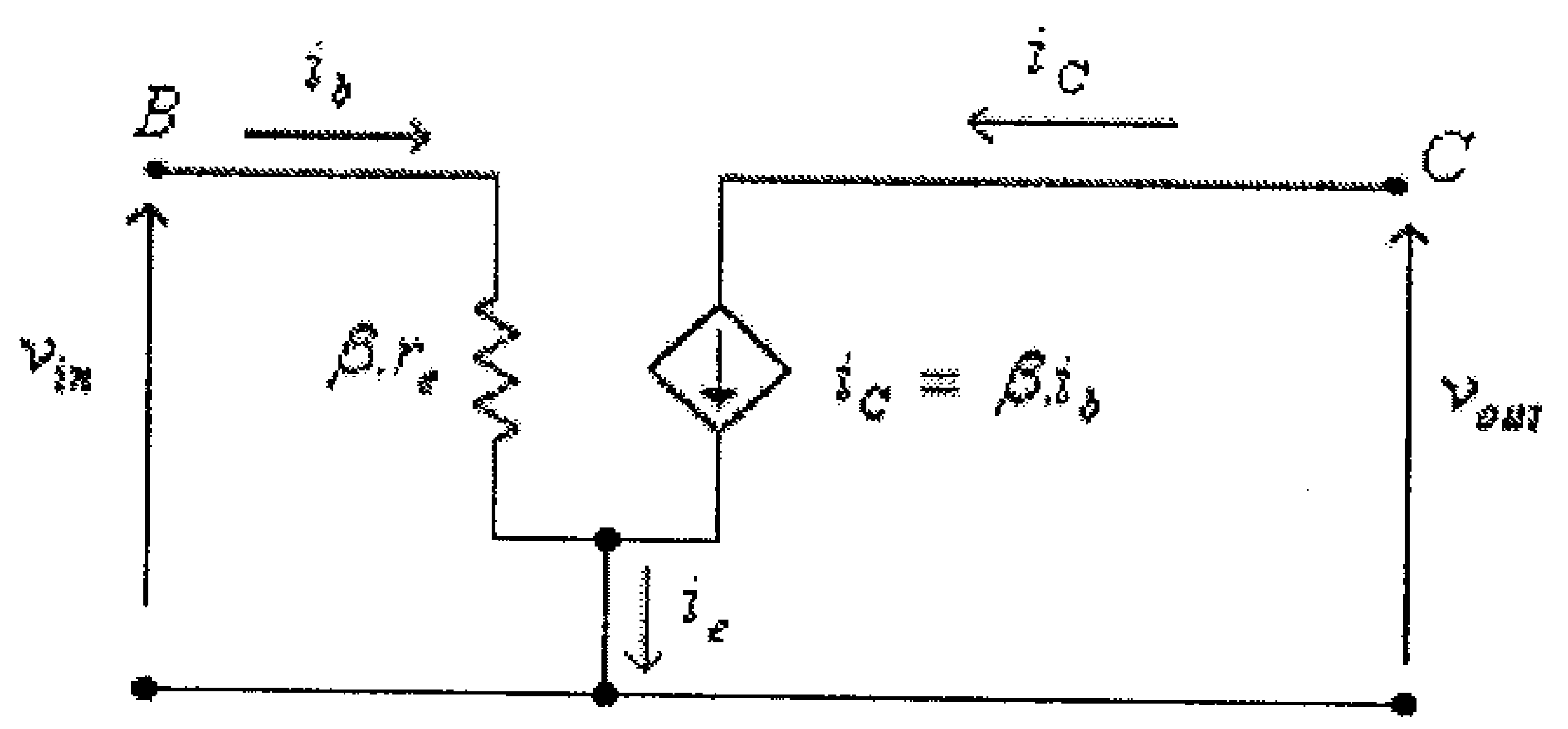
شكل (40)

والمعادلات التي تصف عمل الترانزيستور، في هذه الدائرة، هي:

$$v_{eb} = h_{ib}.i_e$$
$$i_C = h_{fb}.i_e$$

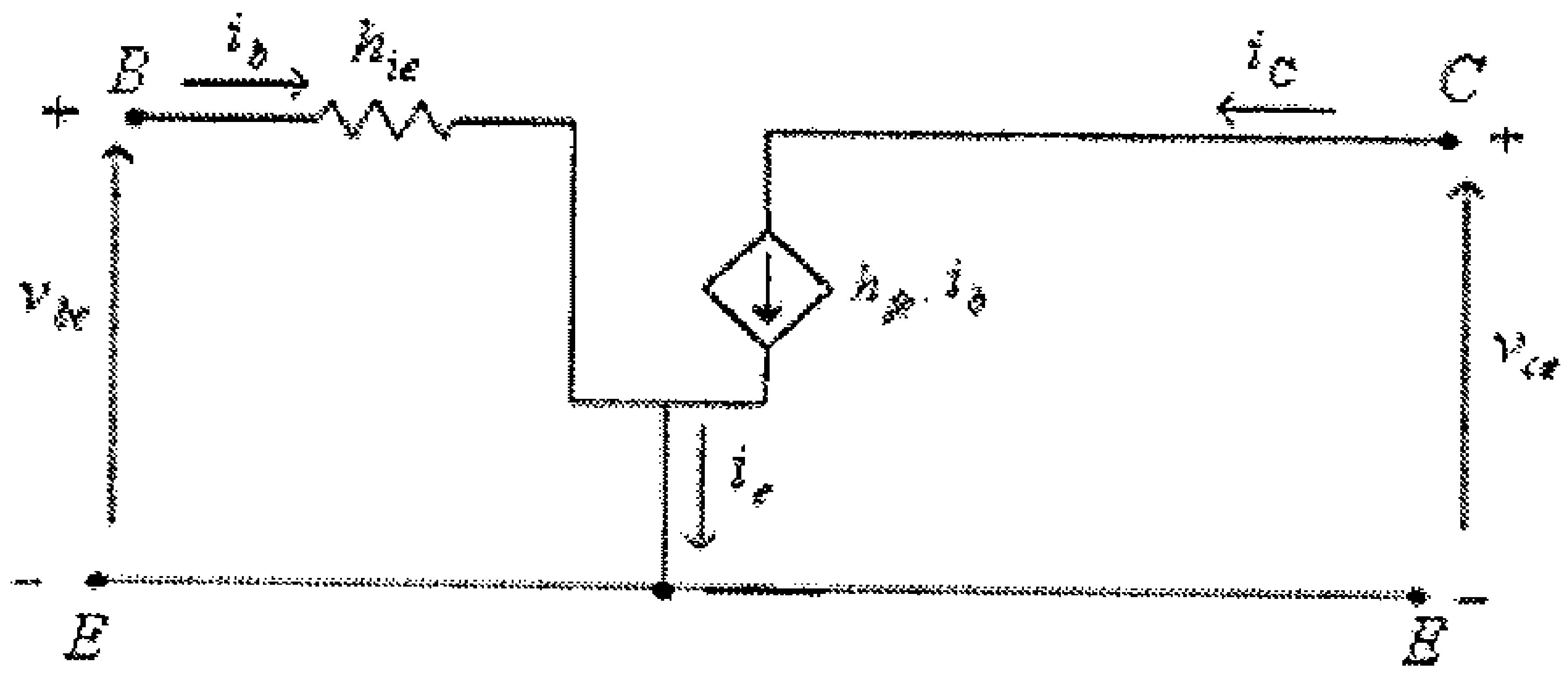
1.5 العلاقة بين الدوائر المكافئة للترانزيستور باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية (r_e) والدوائر المكافئة للترانزيستور باستخدام المعاملات h .

بيّنا سابقاً أن الدائرة المكافئة للترانزيستور الموصول بدائرة الباعث المشترك (common-emitter) باستخدام مقاومة الباعث هي كما في الشكل أدناه.



شكل (41)

والدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور باستخدام المعاملات h هي كما فــي الشكل التالي.

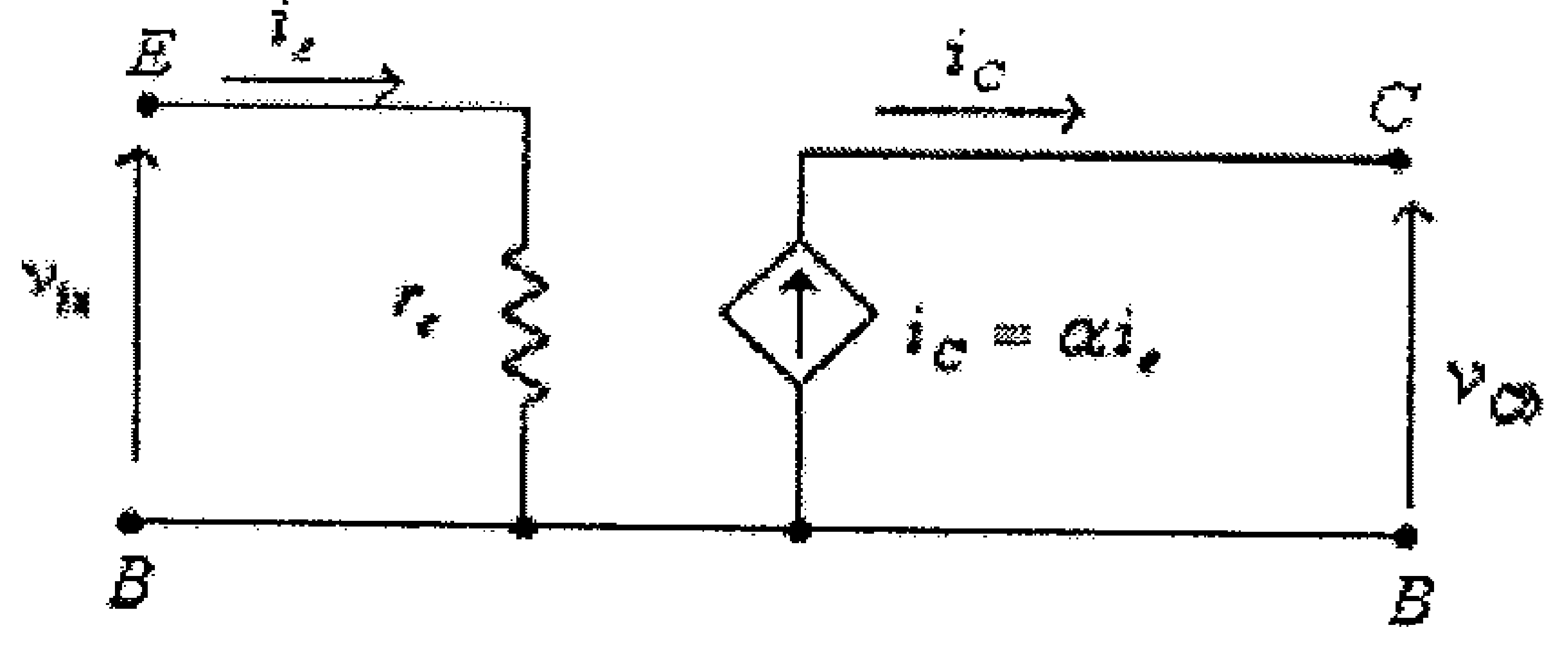


شكل (42)

ومن تكافؤ هاتين الدائرتين، يستنتج أن:

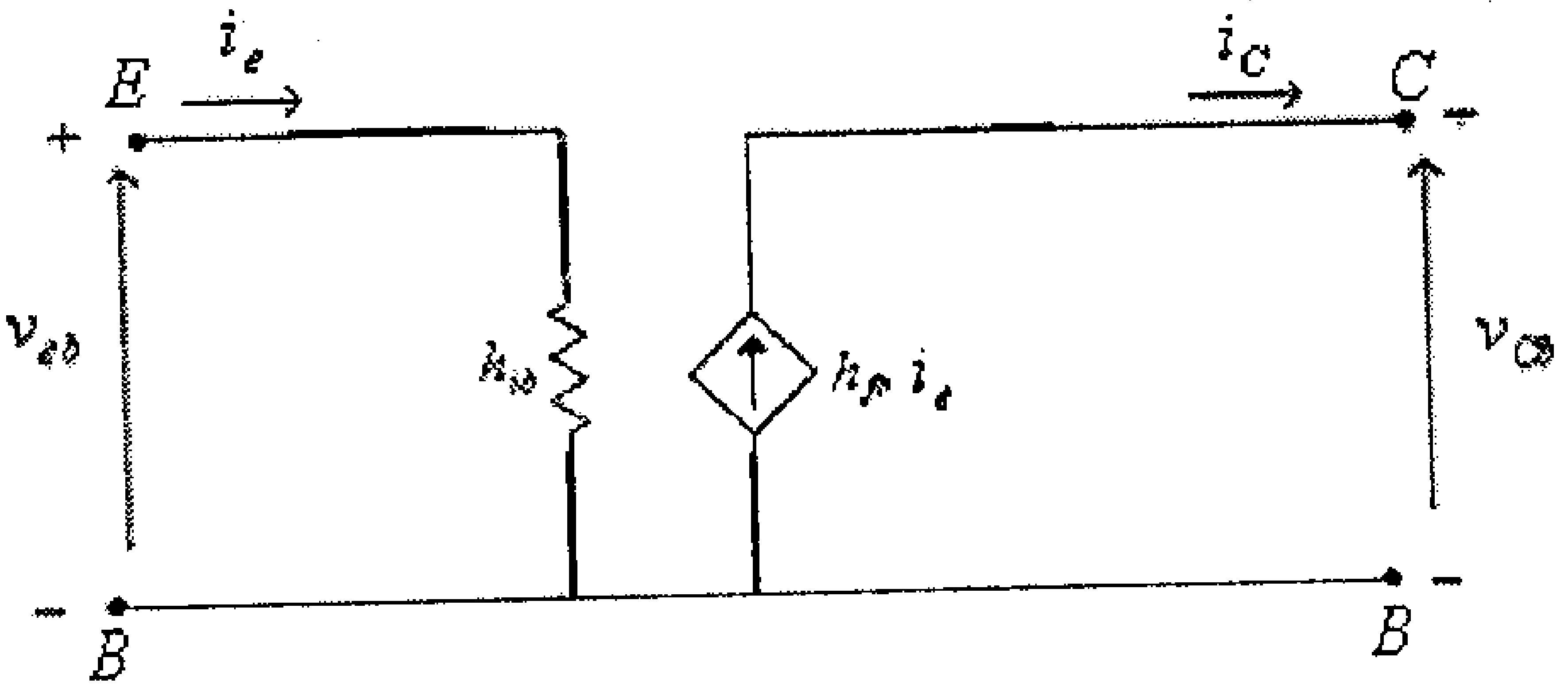
$$h_{ie} = \beta.r_e$$
$$h_{fe} = \beta$$

وللترانزيستور الموصول بدائرة القاعدة المــشتركة (common-base)، فإن الدائرة المكافئة باستخدام مقاومة الباعث هي:



شكل (43)

والدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور باستخدام المعاملات h هي كما في الشكل التالي.



شكل (44)

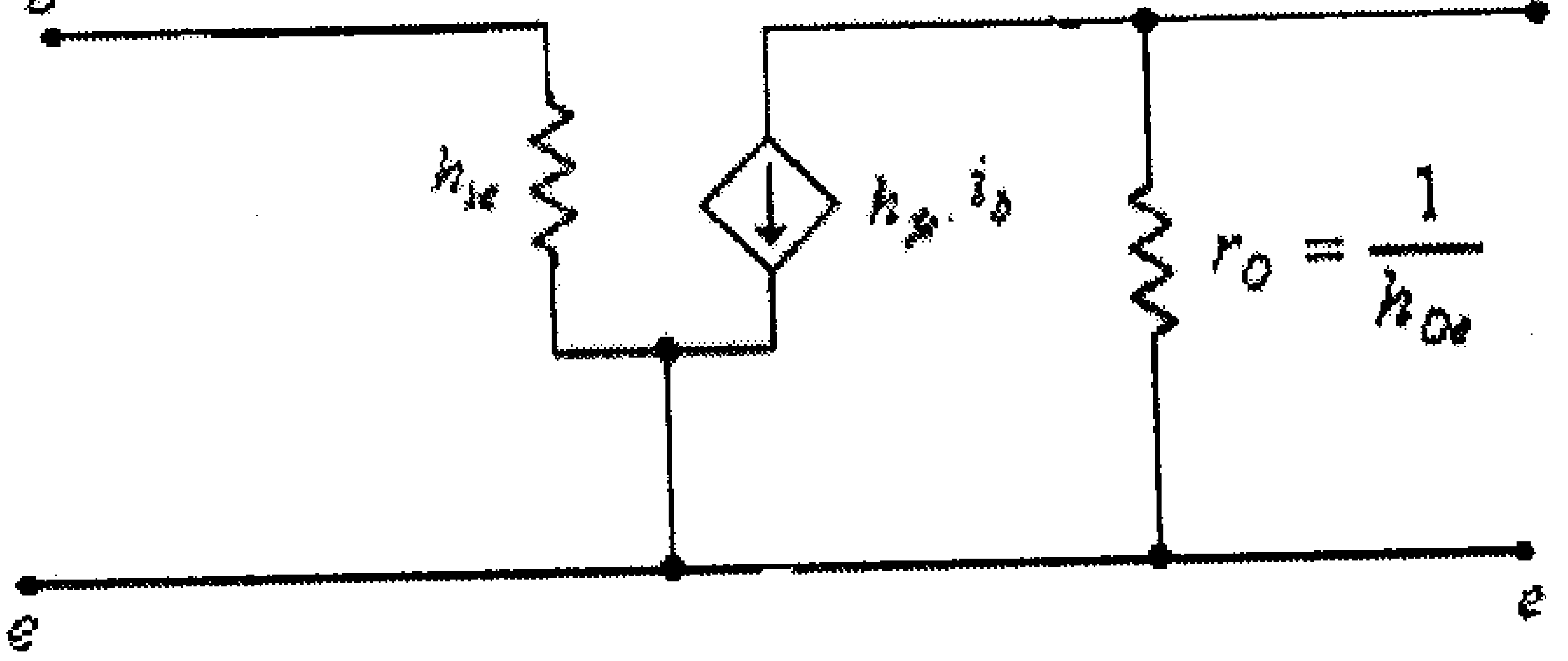
ومن تكافؤ هاتين الدائرتين، يستنتج أن:

$$h_{ib} = r_e$$
$$h_{fb} = \alpha$$

مثال (7)

أرسم الدائرة المكافئة، باستخدام المعاملات h، للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة الباعث المشترك، إذا علمت أن تيار الباعث المار في هذا الترانزيستور هو $I_E = 3mA$ ، وأنه لهذا الترانزيستور أيضاً $\beta = 100$ و $h_{Oe} = 25\mu S$.

الحل: الدائرة المكافئة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (45)

حيث:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3mA} = 8.67\Omega$$

$$h_{ie} = \beta . r_e = (100).(8.67) = 867\Omega$$

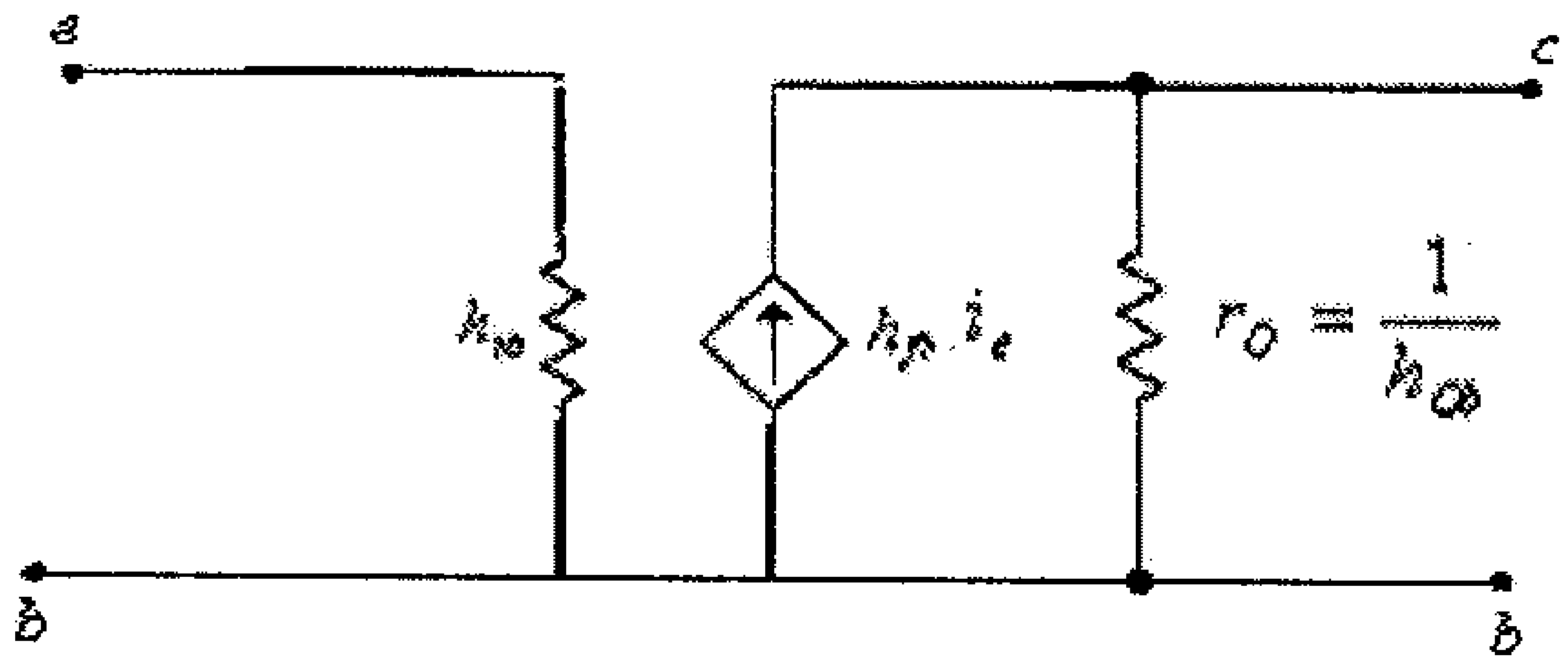
$$h_{fe} = \beta = 100$$

$$r_O = \frac{1}{h_{Oe}} = \frac{1}{25\mu S} = \frac{1}{25x10^{-6}} = 40000\Omega = 40k\Omega$$

مثال (8)

أرسم الدائرة المكافئة، باستخدام المعـــاملات h، للترانزيـــستور ثنـــائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة القاعدة المشتركة، إذا علمت أن تيـــار الباعث المار في هذا الترانزيستور هو $I_E = 3mA$ ، وأنه لهـــذا الترانزيـــستور أيضاً $\beta = 100$ و $h_{Ob} = 0.4\mu S$.

الحل: الدائرة المكافئة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (46)

حيث:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3mA} = 8.67\Omega$$

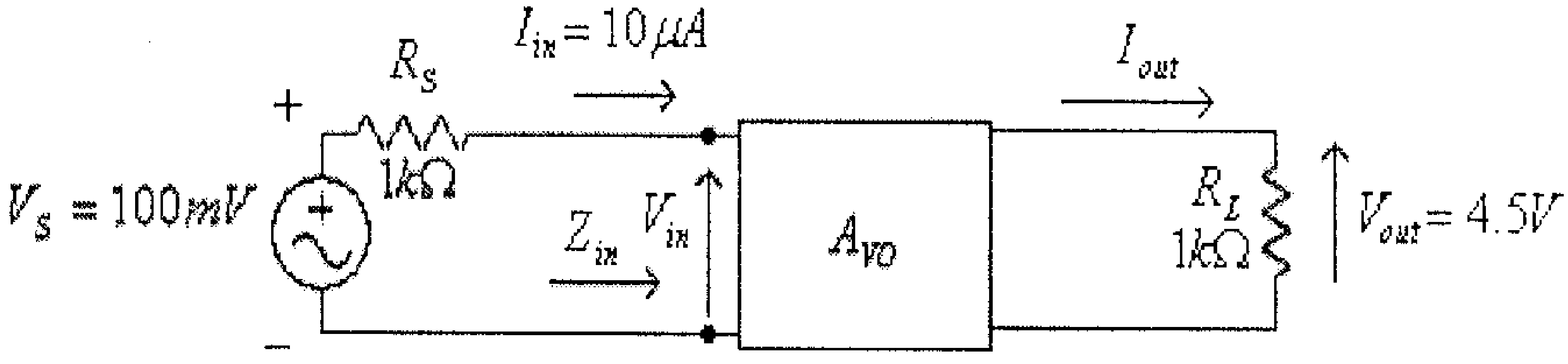
$$h_{ib} = r_e = 8.67\Omega$$

$$h_{fb} = \alpha = \frac{\beta}{1+\beta} = \frac{100}{100+1} \approx 1$$

$$r_O = \frac{1}{h_{Ob}} = \frac{1}{0.4\mu S} = \frac{1}{0.4x10^{-6}} = 2.5x10^6\Omega = 2.5M\Omega$$

1.6 تمارين:

1- لدائرة التضخيم المبينة في الشكل التالي وللمعلومات المعطاة على هـذا الشكل، أوجد قيمة كل من: V_{in}, Z_{in} , I_{out} , A_{VO} و A_i.



شكل (47)

2- للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع pnp الموصول بدائرة القاعـدة المشتركة، وإذا علمت أن $I_E = 2mA$ ، $\beta = 99$، وأن القيمـة الفعالـة لفولطية الإشارة بين الباعـث والقاعـدة (الإشـارة المدخليـة) هـي $V_{in} = 5mV$.

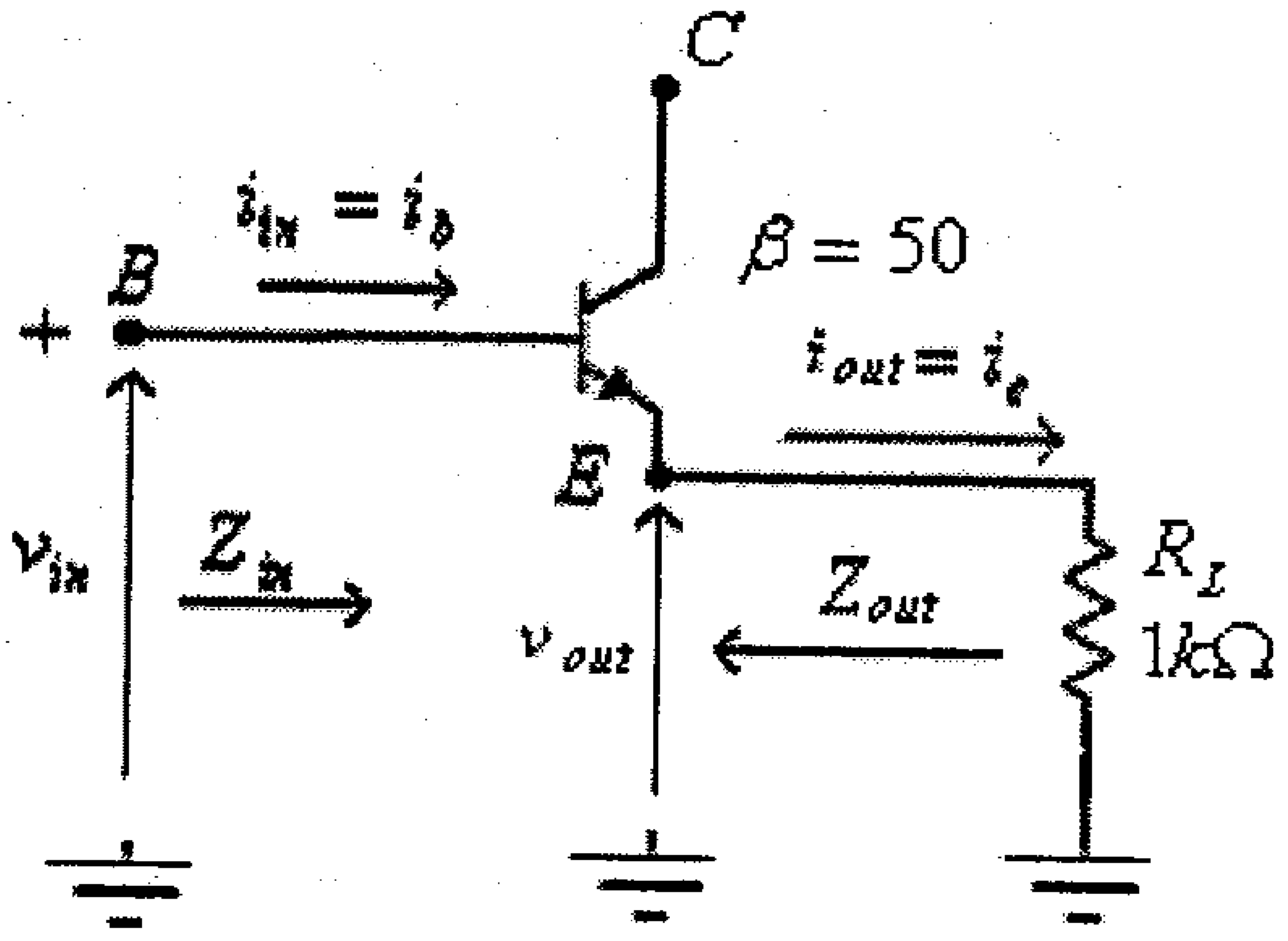
- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور. (إفرض أن $Z_{out} = \infty\Omega$)
- أحسب قيمة معاملي تضخيم الفولطية والتيار في حالة توصيل حمل مقداره 500Ω على مخرج دائرة هذا الترانزيستور.

3- للترانزيستور من النوع npn والموصول بدائرة الباعث المـشترك، إذا علمت أن $I_E = 5mA$ ، $\alpha = 0.98$ وأن القيمة الفعالـة لفـرق الجهـد للإشارة المدخلية بين الباعث والقاعدة هي $V_{in} = 5mV$:

- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور. (إفرض أن $Z_{out} = \infty\Omega$)
- أحسب قيمة معاملي تضخيم الفولطية والتيار في حالة توصيل حمل مقاومته 600Ω على مخرج دائرة هذا الترانزيستور.

4- لدائرة المُجمِّع المشترك المبينة في الشكل التالي، وإذا علمت أن قيمة تيار إنحياز الباعث، I_E، تساوي $2mA$:

- أوجد قيمة كل من A_V ، Z_{out} ، Z_{in} و A_i
- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور.



شكل (48)

5- أرسم الدائرة المكافئة باستخدام المعاملات h للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة الباعث المشترك، إذا علمت أن تيار الباعث المار في هذا الترانزيستور هو $I_E = 4mA$، وأنه لهذا الترانزيستور أيضاً $\alpha = 0.99$ و $h_{Oe} = 20\mu S$.

6- أرسم الدائرة المكافئة باستخدام المعاملات h للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة القاعدة المشتركة، إذا علمت أن تيار الباعث المار في هذا الترانزيستور هو $I_E = 4mA$ ، وأنه لهذا الترانزيستور أيضاً $\beta = 80$ و $h_{Ob} = 0.5\mu S$.

الوحدة الثانية

تحليل دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية

الوحدة الثانية

تحليل دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية

2.1 مدخل

درسنا في الوحدة الأولى من هذا الكتاب الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية، وعرفنا أن هذا النوع من الترانزيستورات يكافيء بعمله مصدر تيار محكوم بمصدر تيار أخر (current-controlled current source)، وعرفنا كذلك أن العلاقة الرئيسية التي تصف عمل هذا النوع من الترانزيستورات، في المنطقة الفعّالة من خاصيته المخرجية، هي:

$$i_C = \beta . i_B$$

أي أن تيار المُجمع (i_C) يتناسب تناسباً طردياً مع تيار القاعدة (i_B).

وهذه العلاقة الخطية تعطينا إمكانية تطبيق قانون التراكب (superposition law) عند تحليل دوائر الترانزيستور المختلفة، وذلك بدراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (وإهمال تأثير الإشارة المدخلية)، ثم دراسة تأثير الإشارة المدخلية لوحدها (وإهمال تأثير دائرة الإنحياز)، ويكون التأثير الكلي لدائرة الإنحياز والإشارة المدخلية معاً هو مجموع تأثير كل منهما لوحده.

ولمّا كنا في الجزء الأول من هذا الكتاب قد درسنا دوائر الإنحياز المختلفة للترانزيستورات ثنائية القطبية فإننا في هذه الوحدة سنقوم بدراسة عمل الدوائر المختلفة لهذه الترانزيستورات عند وجود إشارات على مداخلها.

ولمّا كانت الإشارات التي يمكن أن توجد على مداخل دوائر الترانزيستورات ذات أشكال مختلفة، فإننا سنفترض، وخلال دراستنا، أن هذه الإشارات تأخذ شكل الموجة الجيبية. وما يبرر إفتراضنا هذا أن أي إشارة

(وحسب قانون فوريير) تتكون من مجموعة من المُركبات الجيبيـــة، والتـــأثير الكلي للإشارة سيكون مجموع تأثير مُركباتها.

2.2 الدوائر المكافئة للتيار المستمر والدوائر المكافئة للتيار المتردد.

وكما ذُكر سابقاً، فإنه ولتحديد الإستجابه الكليه في دوائر الترانزيـــستور المختلفة، وأيجاد قيم التيارات الكلية المارة فيه وكذلك قيم الفولطيات الكلية بـــين أطرافه، فإنه يمكن دراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحـــدها (بـــأفتراض أن قيمـــة الإشارة المدخلية تساوي صفراً)، ودراسة تـــأثير الإشـــارة المدخليـــة لوحـــدها (وإهمال تأثير دائرة الإنحياز)، ثم تطبيق قانون التراكب (superposition law) لأيجاد قيم التيارات الكلية المارة في الترانزيستور وكذلك قيم الفولطيات الكليـــة بين أطرافه.

ولدراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (وإهمال تأثير الإشارة المدخليـــة) فإنه يتم رسم الدائرة المكافئة للتيار المستمر، للدائرة المراد دراستها، وذلك:

- بحذف جميع المكثفات الموجودة في الدائرة (وإعتبارهـــا تكـــافيء دارة مفتوحة)، وذلك لأن ممانعتهما للتيار المستمر تساوي مالانهاية.
- إعتبار قيمة الإشارة (الإشارات) المدخلية تساوي صفراً.

(راجع الوحدة الرابعة في الجزء الأول من هذا الكتاب للإطـــلاع علـــى كيفية دراسة وتحليل دوائر الإنحياز المختلفة).

أما لدراسة تأثير الإشارة المدخلية لوحدها (وإهمال تأثير دائرة الإنحياز)، فإنه يتم رسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد، للدائرة المراد دراستها، وذلك:

- بإستبدال كل من المكثفات الموجودة في الـــدائرة بـــدارة قـــصر (short circuit)، وذلك لأن قيمة ممانعتها للتيار المتردد عادة ما تكون صـــغيرة،

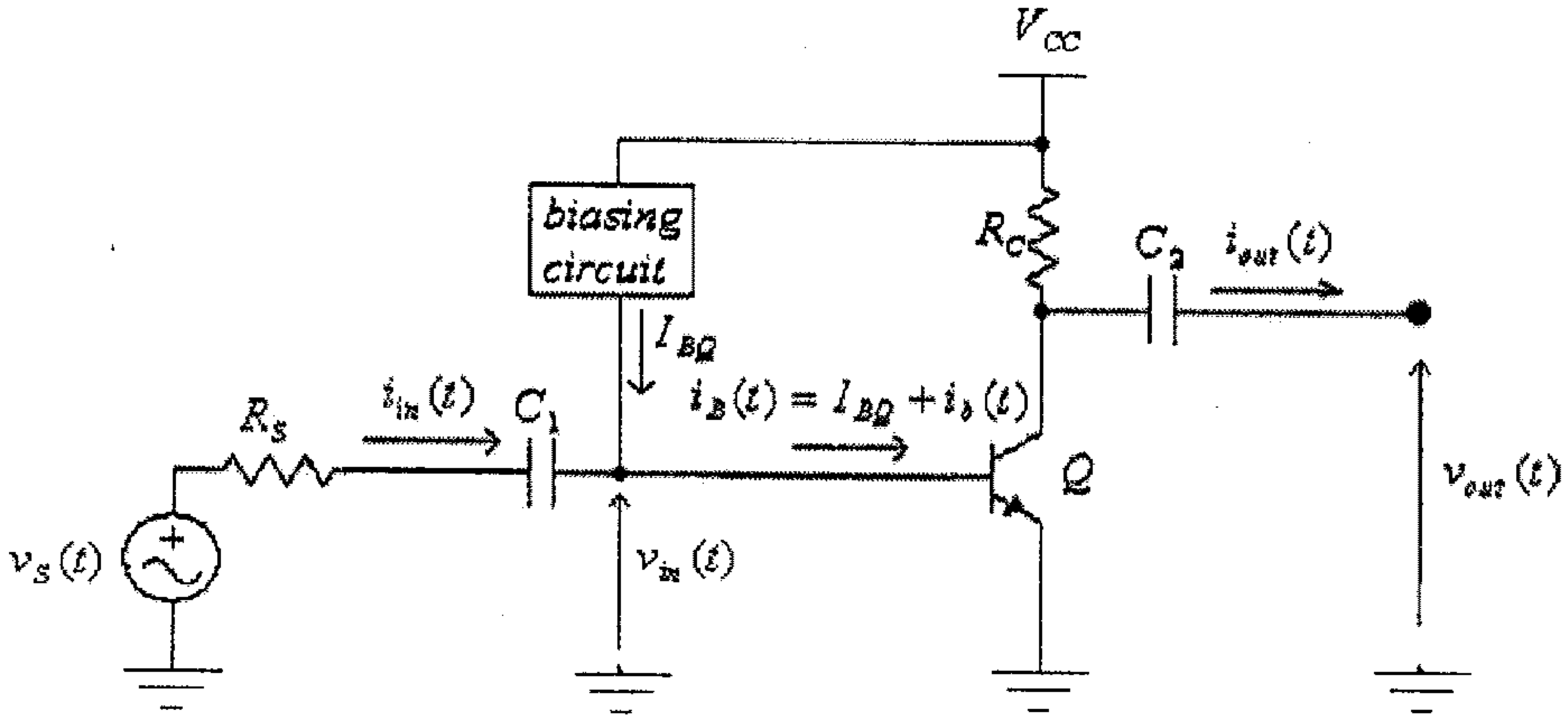
مقارنة مع قيم الممانعات (المقاومات) الأُخرى في الدائرة، وبالتالي يمكن إهمالها.

- بحذف كل مصادر الفولطية (أو التيار المستمر) والتي هي جزء من دوائر الإنحياز، وذلك لأن هذه الدائرة المكافئة تأخذ بعين الإعتبار إشارة المصدر (المترددة) فقط.

والأمثلة التالية توضح ما نقصده.

مثال (1):

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم بسيطه لترانزيستور من نوع *npn* موصول بدائرة الباعث المشترك.



شكل (1)

(لاحظ أننا في هذه الدائرة، وكما هو عادةً، قد إستخدمنا الأحرف الانجليزية الصغيرة للإشارة الى القيم المتغيرة والأحرف الانجليزية الكبيرة للإشارة الى القيم المستمرة).

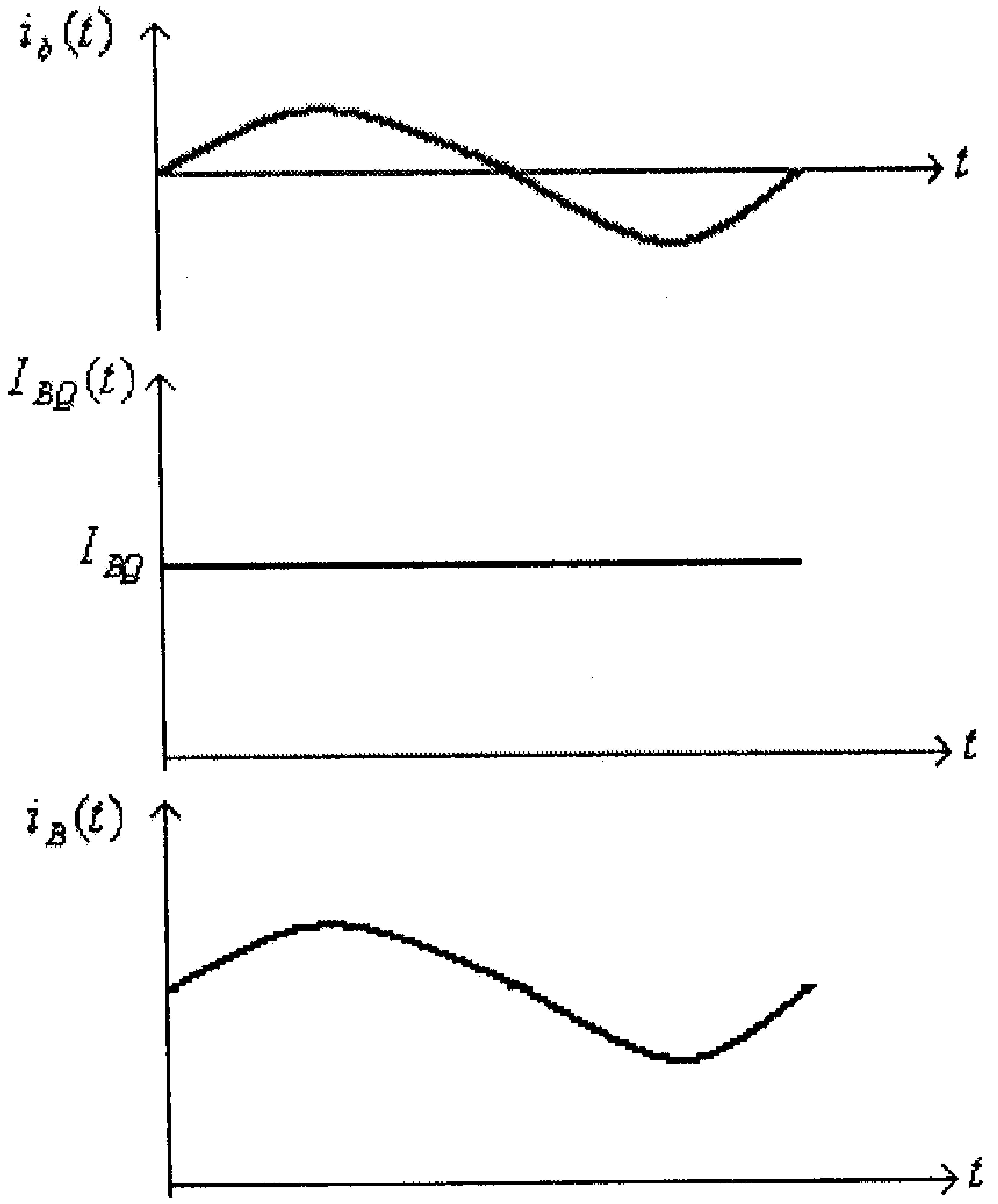
لاحظ في هذه الدائرة أن كل من تيارات الترانزيستور، وكذلك الفولطيات بين أطرافه، تتكون من مُركبتين أحدهما مستمرة ومُسببة من دائـــرة الإنحيـــاز والأُخرى مترددة ومُسببة من الإشارة المدخلية، فمـــثلاً تيـــار القاعـــدة الكلـــي للترانزيستور، $i_B(t)$، مكون من مركبتين هما:

- المركبة المستمرة I_{BQ}، والمُسببة من دائرة الإنحياز.
- المركبة المترددة $i_b(t)$، والمُسببة من الإشارة المدخلية.

أي أن:

$$i_B(t) = I_{BQ} + i_b(t)$$

الشكل (2) يبين مثالاً لتيار قاعدة ناتج عن الإشـــارة المدخليـــة $i_b(t)$، وتيار إنحياز للقاعدة مُسبب من دائرة الإنحياز I_{BQ}، والتيار الكلي $i_B(t)$.



شكل (2)

ما قيل عن تيار القاعدة $i_B(t)$، يمكن قوله كذلك عن باقي تيارات الترانزيستور والفولطيات بين أطرافه، فمثلاً:

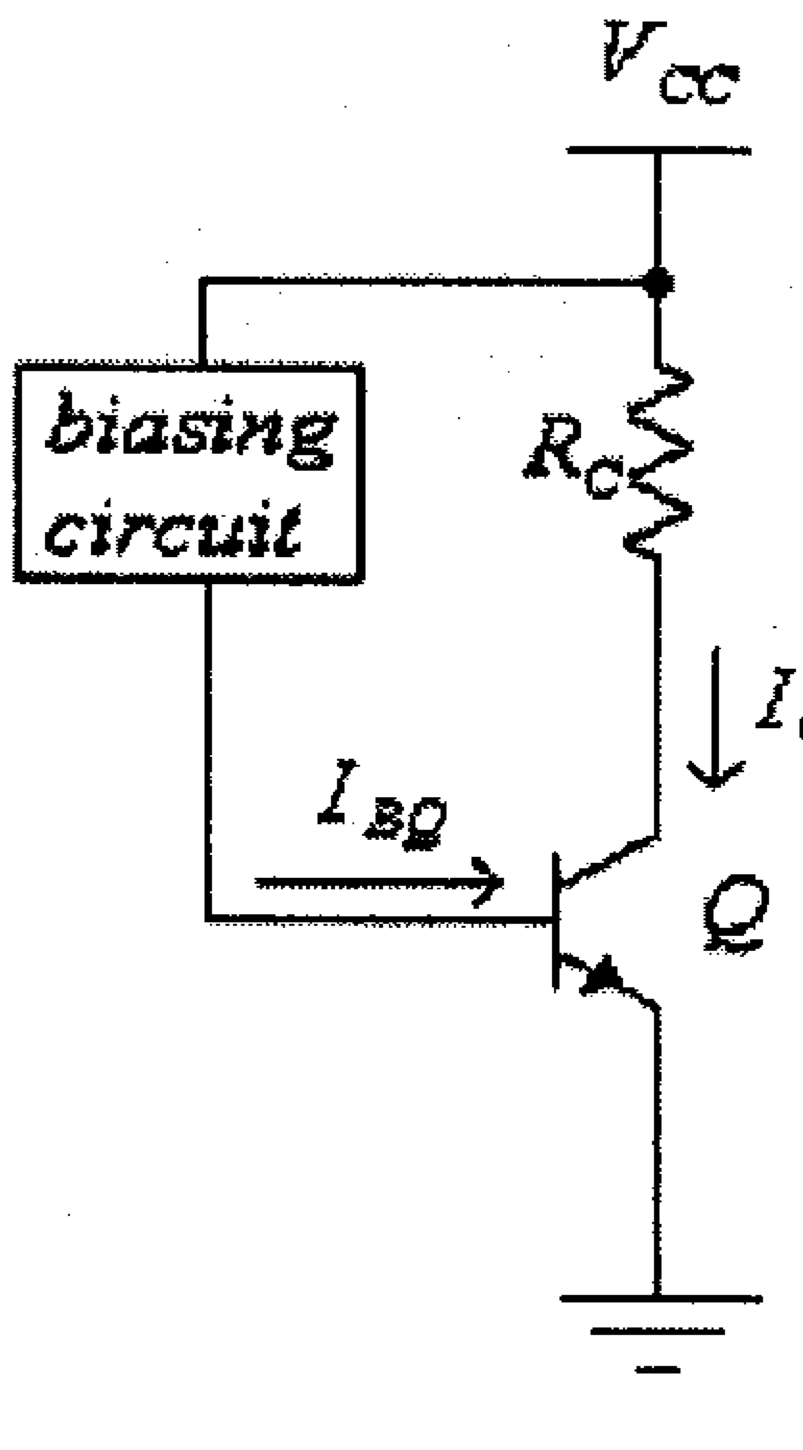
$$i_C(t) = I_{CQ} + i_c(t)$$

$$v_{BE}(t) = V_{BEQ} + v_{be}(t)$$

$$v_C(t) = V_{CQ} + v_c(t)$$

ومما تجب ملاحظته أن المكثف C_1 يمنع مرور المركبة المستمرة لتيار القاعدة، I_{BQ}، الى مصدر الإشارة. أمّا المكثف C_2 فيمنع مرور المركبة المستمرة لتيار المُجمِّع، I_{CQ}، الى الحمل.

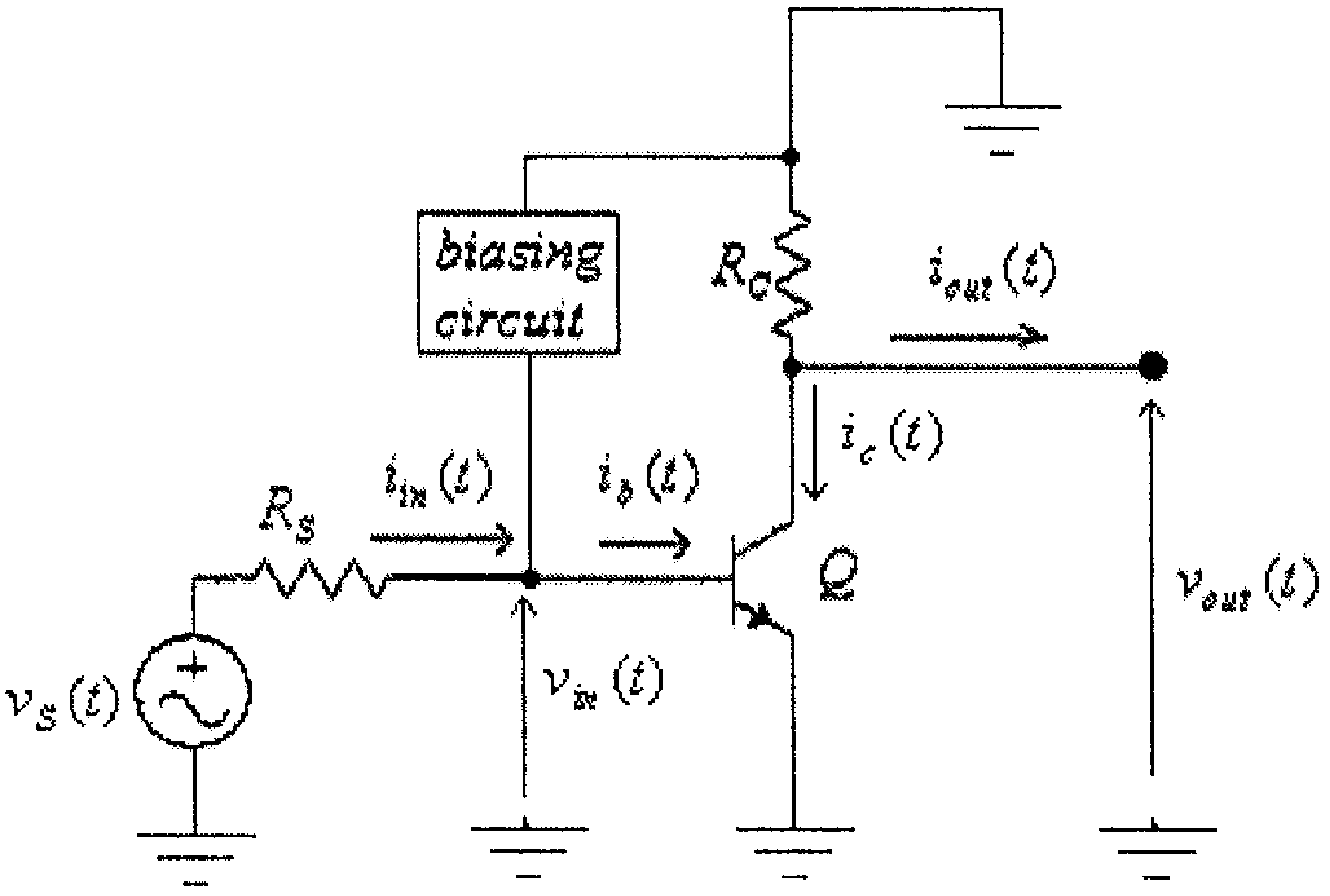
وبناءاً على ما ذُكر فإن الدائرة المكافئة للتيار المستمر، والتي تُستخدم لدراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (وإهمال تأثير الإشارة المدخلية)، هي كما في الشكل التالي.



شكل (3)

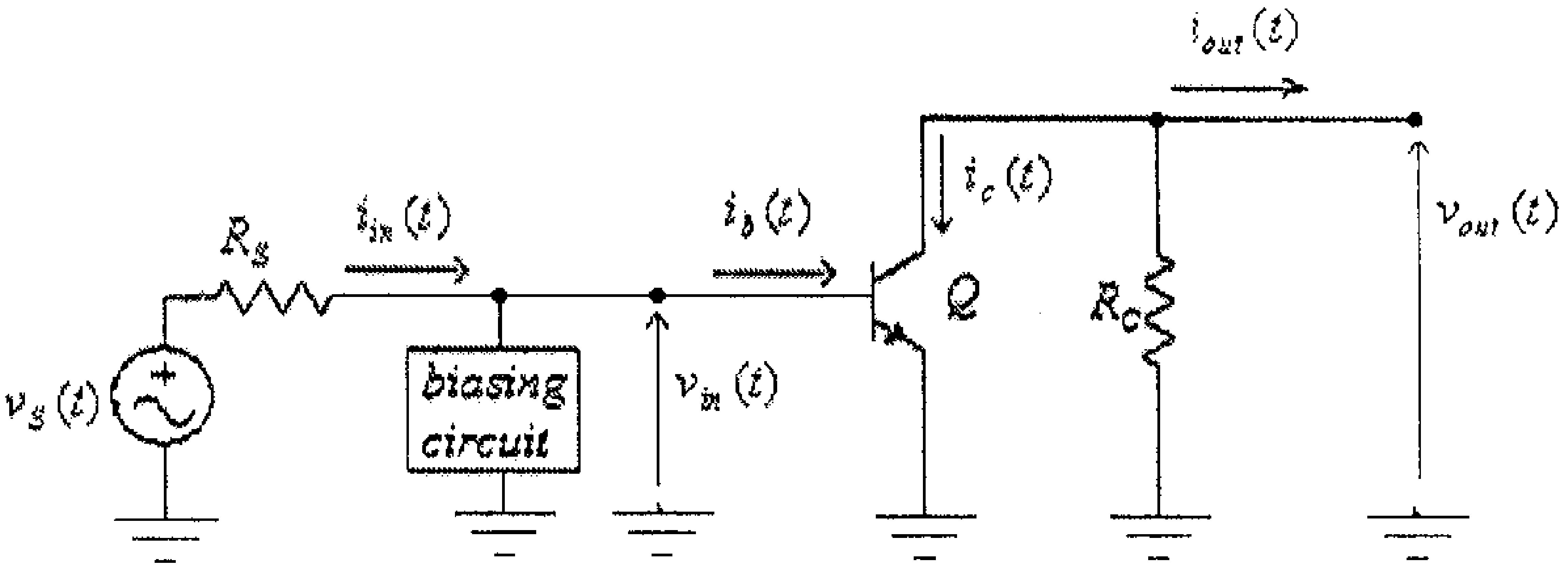
لاحظ في هذه الدائرة أنه قد تم حذف المكثفين C_1 و C_2 وذلك لأن ممانعتهما للتيار المستمر تساوي مالانهاية.

اما الدائرة المكافئة للتيار المتردد، والتي يمكن إستخدامها لدراسة تـأثير الإشارة المترددة على عمل الترانزيستور، فهي:



شكل (4)

وهذه الدائرة يمكن رسمها أيضاً كما هو مبين بالشكل التالي:

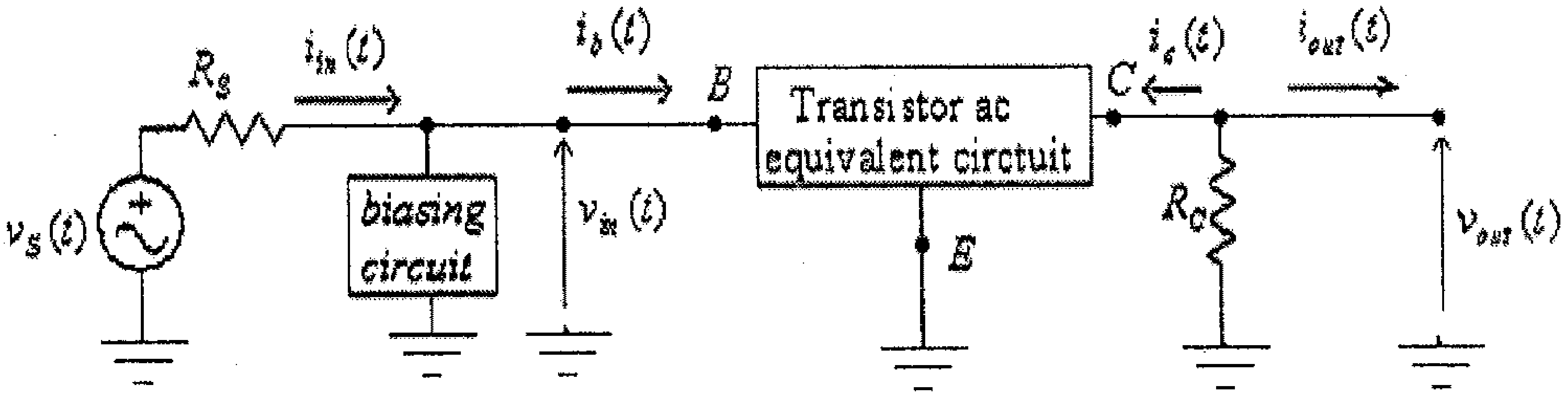


شكل (5)

لاحظ أنه، في هذه الدائرة:

- تم إستبدال كل من المكثفين C_1 و C_2 بدارة قصر (short circuit) وذلك لأن ممانعة كل منهما للتيار المتردد عادة ما تكون صغيرة.
- تم حذف مصدر الفولطية V_{CC}، والذي هو جزء من دائرة الإنحياز، وذلـك لأن الدائرة المكافئة هذه تأخذ بعين الإعتبار إشارة المصدر (المترددة) فقط.

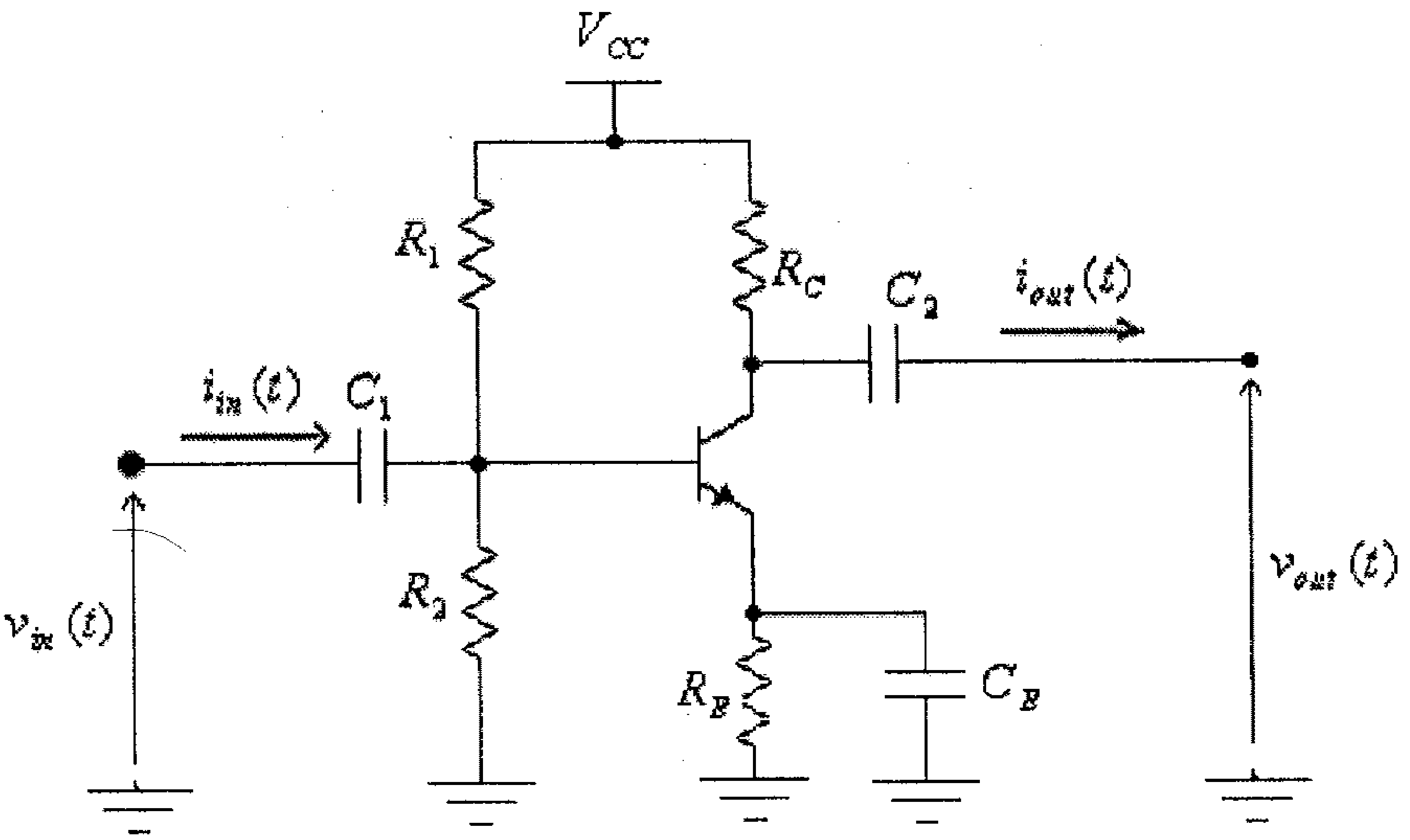
ولدراسة عمل الترانزيستور في هذه الدائرة يتم إستبداله بإحدى دوائــره المكافئة (والتي تم دراستها في الوحدة السابقة)، لتصبح هذه الدائرة كمايلي:



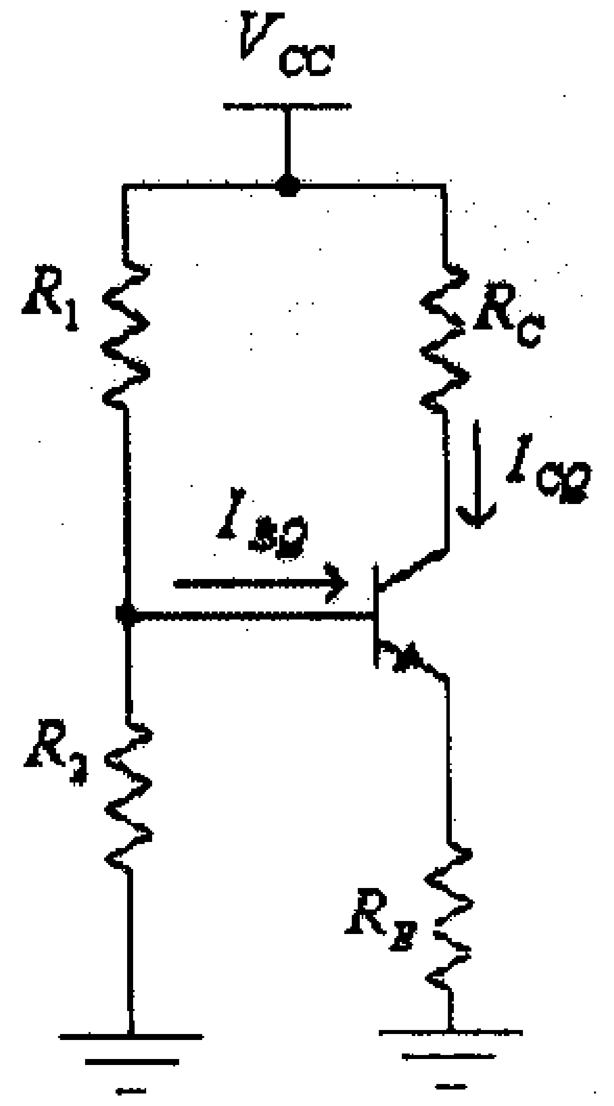
شكل (6)

مثال (2):

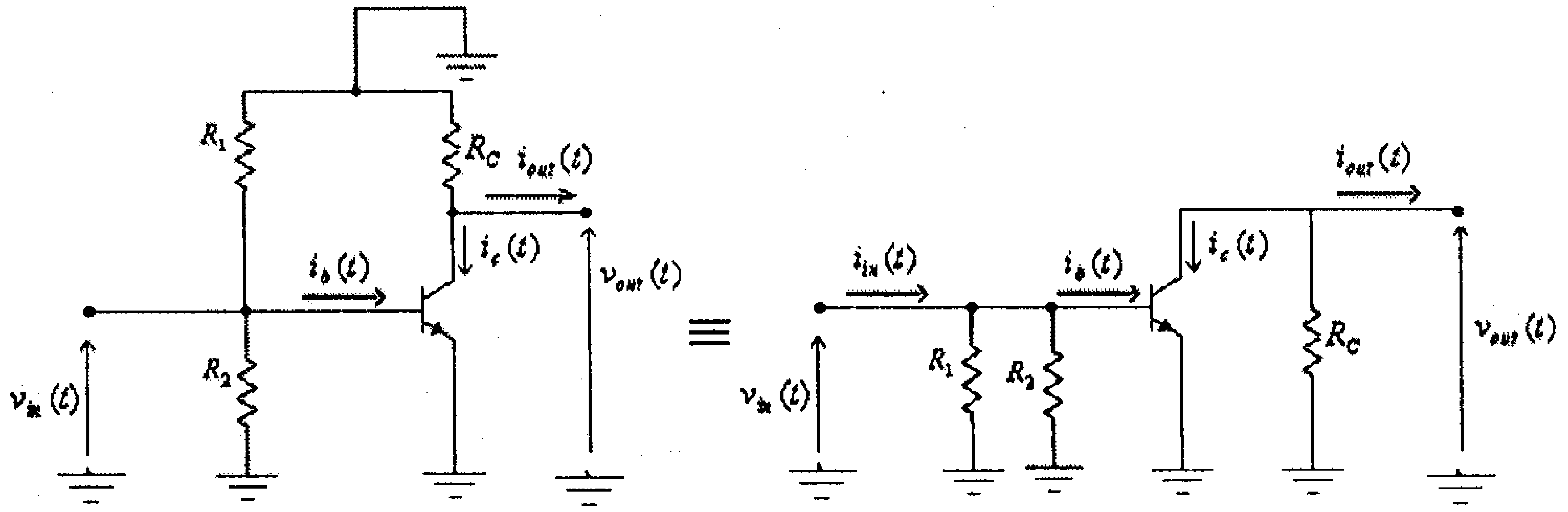
الأشكال التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز مجزىء الفولطية (voltage-divider biasing) (شكل 7)، ومكافئتيها للتيار المستمر (بتأثير دائرة الإنحياز فقط) (شكل 8)، والتيار المتردد (بتأثير الإشارة المدخلية فقط) شكل (9).



شكل (7)



شكل (8)

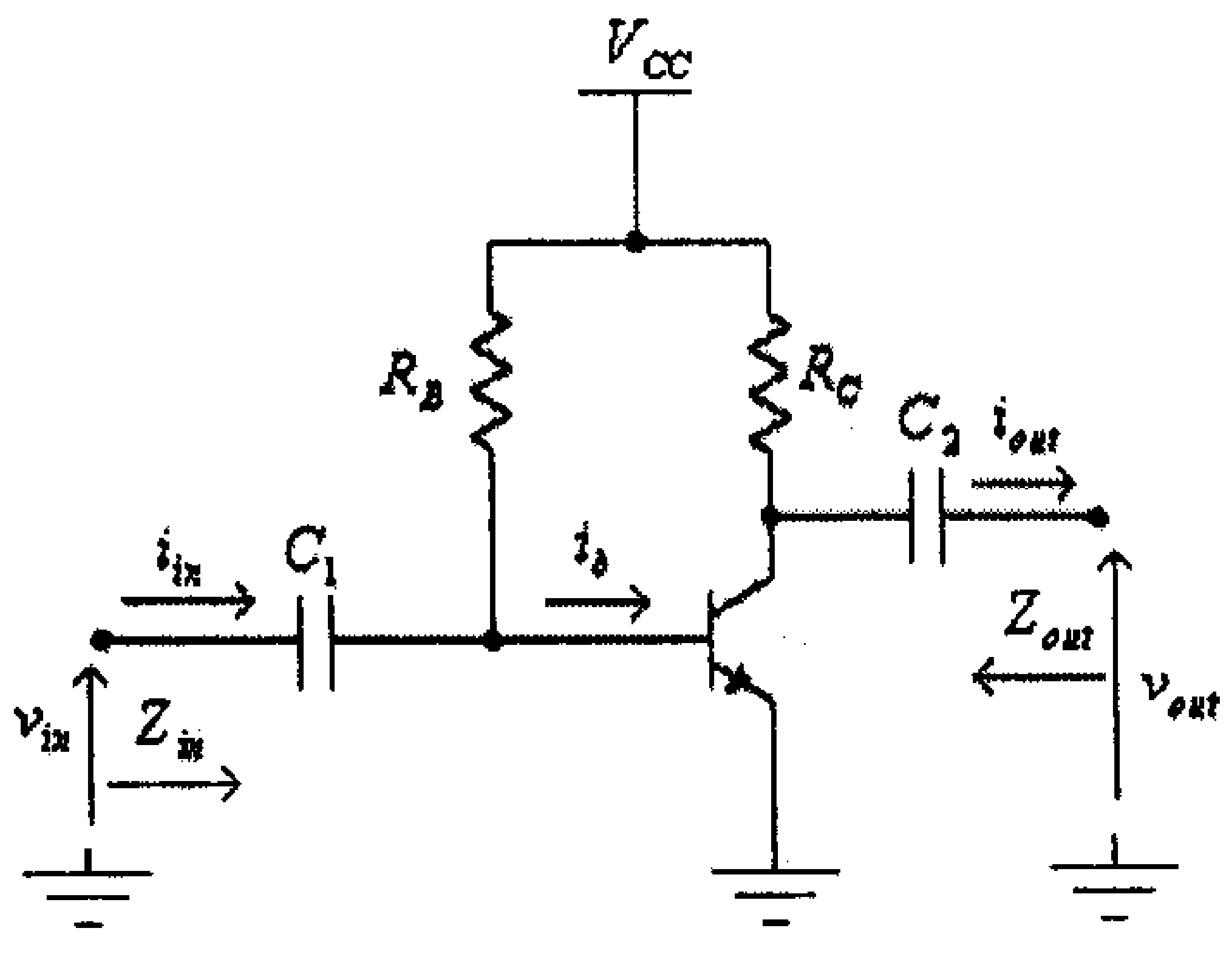


شكل (9)

وسنقوم الآن بدراسة دوائر الترانزيستور المختلفة.

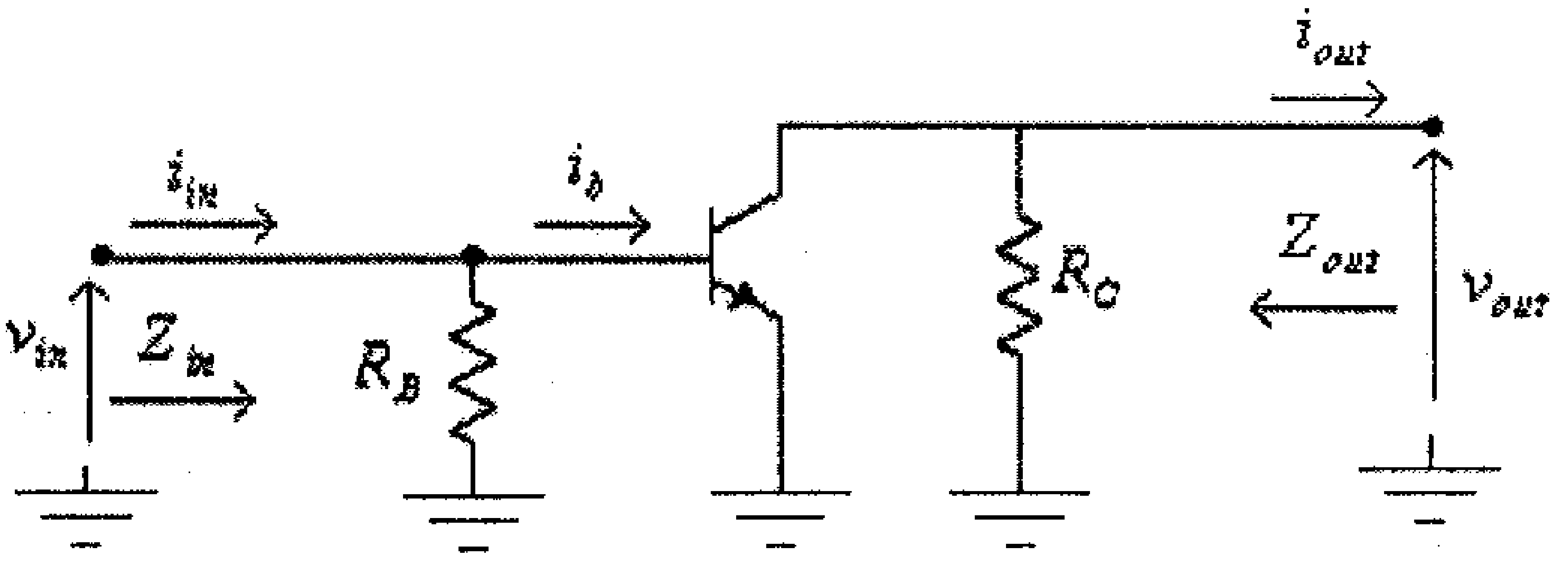
2.3 دائرة الإنحياز الثابت (Fixed-bias Circuit)

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ثابت.



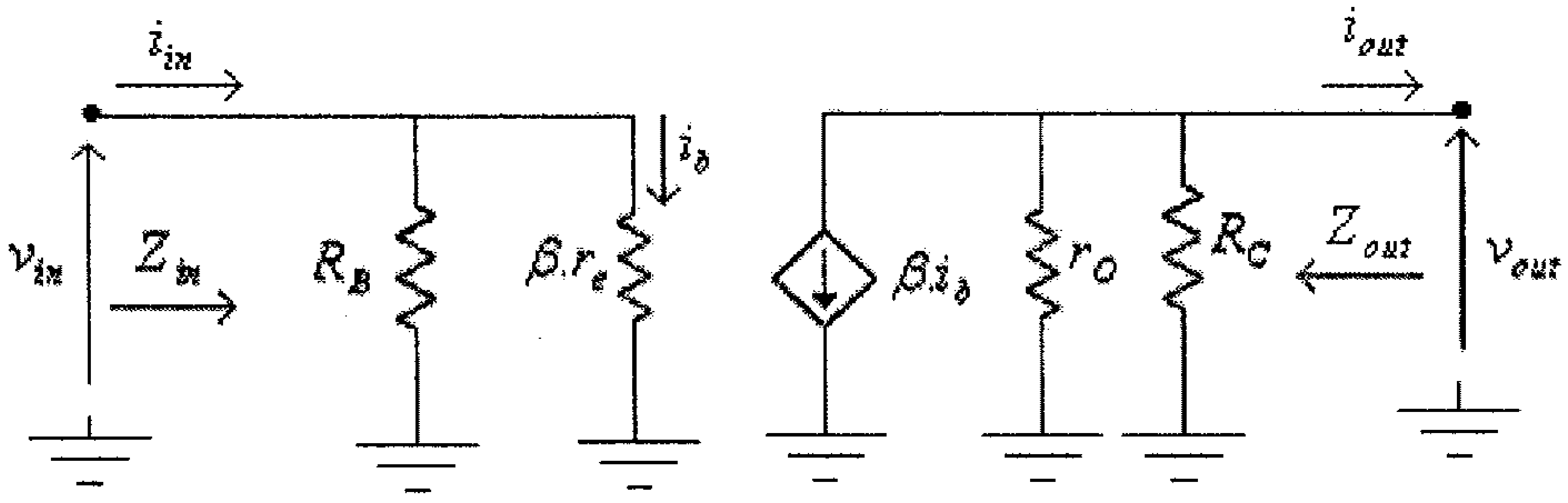
شكل (10)

والشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة، (بعد إستبدال كل من المكثفين C_1 و C_2 بدارة قصر وحذف مصدر الفولطية المستمر والخاص بدائرة الإنحياز، V_{CC}).



شكل (11)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، والمبينة في شكل (26) في الوحدة السابقة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (12)

والآن من هذه الدائرة نستطيع إيجاد جميع القيم المطلوبة. فمن هذه الدائرة تجد أن:

- **الممانعة المدخلية**، ستكون المقاومة المكافئة للمقاومتين R_B و $\beta.r_e$، الموصولتين على التوازي، أي أن:

$$Z_{in} = R_B \| \beta.r_e = \frac{R_B.(\beta.r_e)}{R_B + \beta.r_e}$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة R_B أكبر كثيراً من قيمة $\beta.r_e$، في هذه الحالة فإن قيمة الممانعة المدخلية تصبح مساويةً تقريباً لقيمة $\beta.r_e$، أي أن:

$$Z_{in} \approx \beta.r_e$$

- **الممانعة المخرجية:** وكما ذُكر سابقاً، فإن هذه الممانعة تُعرّف بأنها الممانعة بين الطرفين المخرجيين للدائرة عندما تكون الإشارة المدخلية تساوي صفراً. أي أن:

$$v_{in} = 0$$

و:

$$i_b = 0$$

وبالتالي فإن:

$$\beta.i_b = 0$$

أي أن مصدر التيار $\beta.i_b$ يكافيء دارة مفتوحة (open-circuit). وبالتالي تكون:

$$Z_{out} = R_C \| r_O = \frac{R_C.r_O}{R_C + r_O}$$

وعادةً ما تكون*قيمة المقاومة المخرجية للترانزيستور، r_O، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع، R_C، أي أن:

$$Z_{out} \approx R_C$$

ملاحظة: في بعض الحالات تُعطى قيمة المعامل h_{Oe} ضمن مواصفات الترانزيستور، وتستطيع منها تحديد قيمة r_O لهذا الترانزيستور، لأن:

$$r_O = \frac{1}{h_{Oe}}$$

- معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

يمكنك، من الدائرة المكافئة (شكل 12)، أن تلاحظ أن الفولطية المخرجية تنشأ نتيجة مرور التيار $\beta.i_b$ في كل من المقاومتين r_O و R_C والموصـــولتين على التوازي، وبالتالي فإن:

$$v_{out} = -\beta.i_b.(R_C \| r_O) = -\frac{\beta.i_b.R_C.r_O}{R_C + r_O} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

ومن مدخل الدائرة المكافئة تجد أن:

$$i_b = \frac{v_{in}}{\beta.r_e} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

وبتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$v_{out} = -\frac{\beta.v_{in}.R_C.r_O}{\beta.r_e(R_C + r_O)} = -\frac{v_{in}.R_C.r_O}{r_e(R_C + r_O)}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C.r_O}{r_e.(R_C + r_O)} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، r_O، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع، R_C ، يمكنك أن تجد أن:

$$v_{out} = -\beta.i_b.R_C \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4)$$

وبتعويض قيمة i_b من المعادلة (2) في هذه المعادلة، تجد أن:

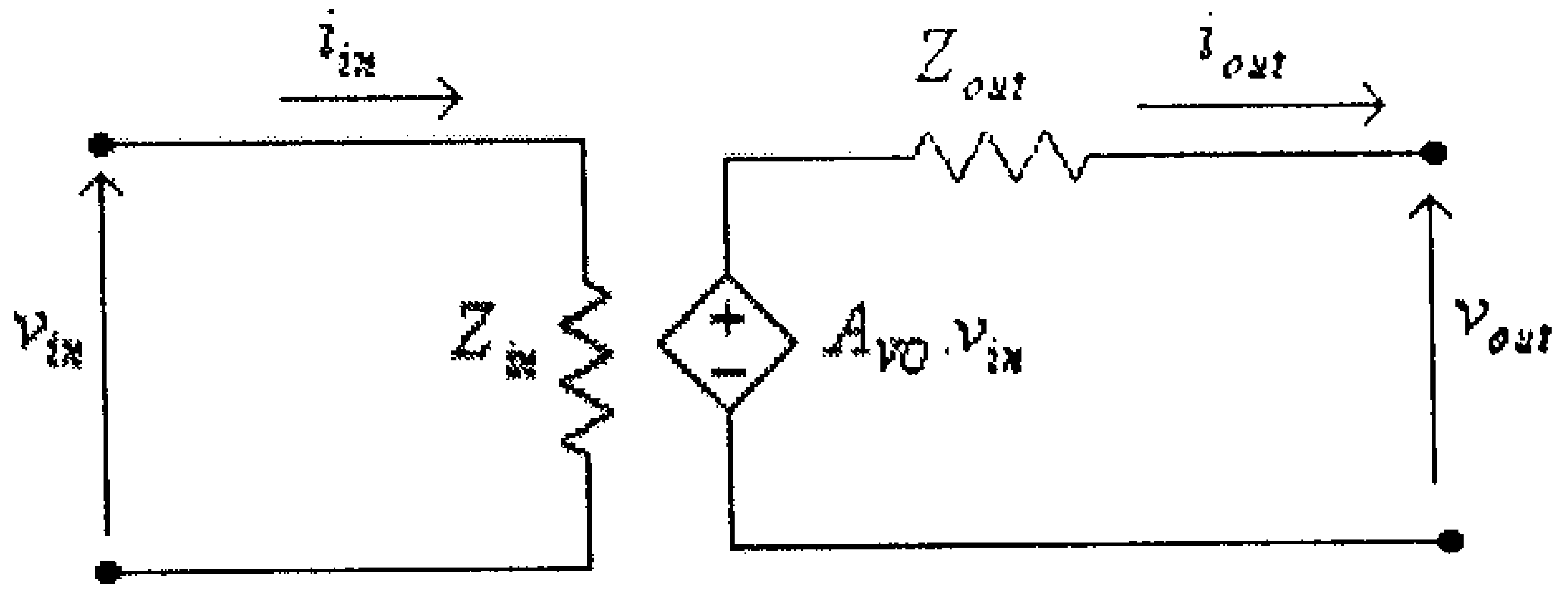
$$v_{out} = -\beta . \frac{v_{in}}{\beta . r_e} . R_C = -\frac{v_{in} . R_C}{r_e}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(5)$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره 180^0.

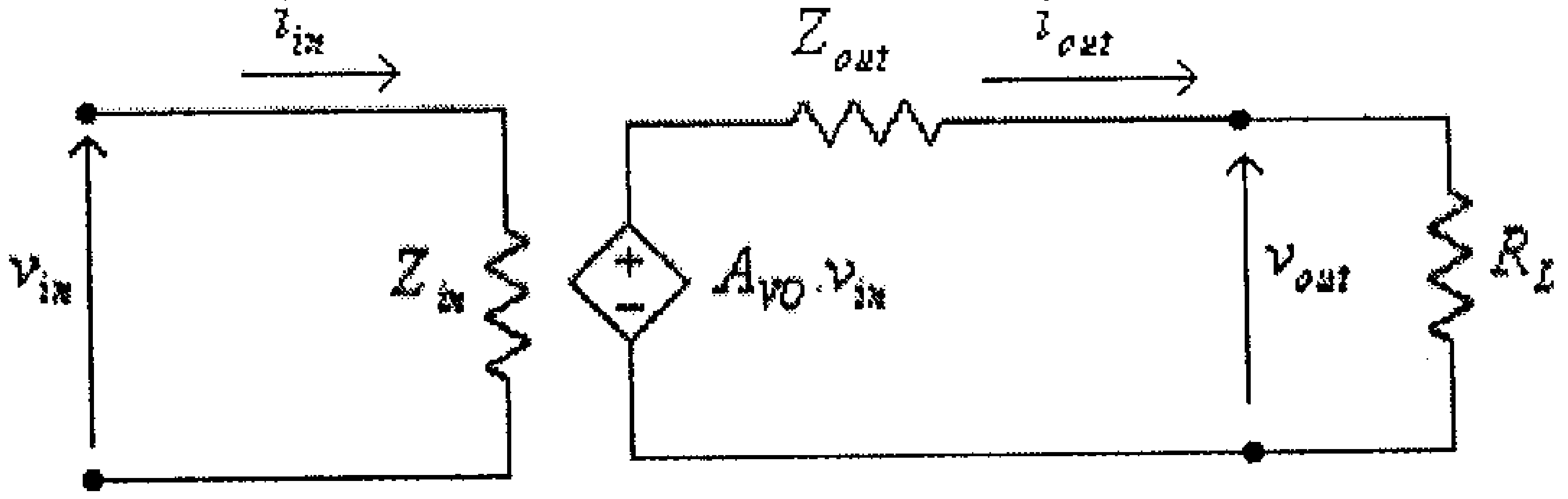
وبعد أن تم إيجاد كل من Z_{in}، Z_{out} و A_{VO} يمكن رسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (13)

- معامل تضخيم التيار

في حالة توصيل حمل، مقاومته R_L، على مخرج الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم، تصبح الدائرة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (14)

من هذا الشكل نجد أن:

$$i_{out} = \frac{A_{VO}.v_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

ولكن:

$$v_{in} = Z_{in}.i_{in}$$

أي أن:

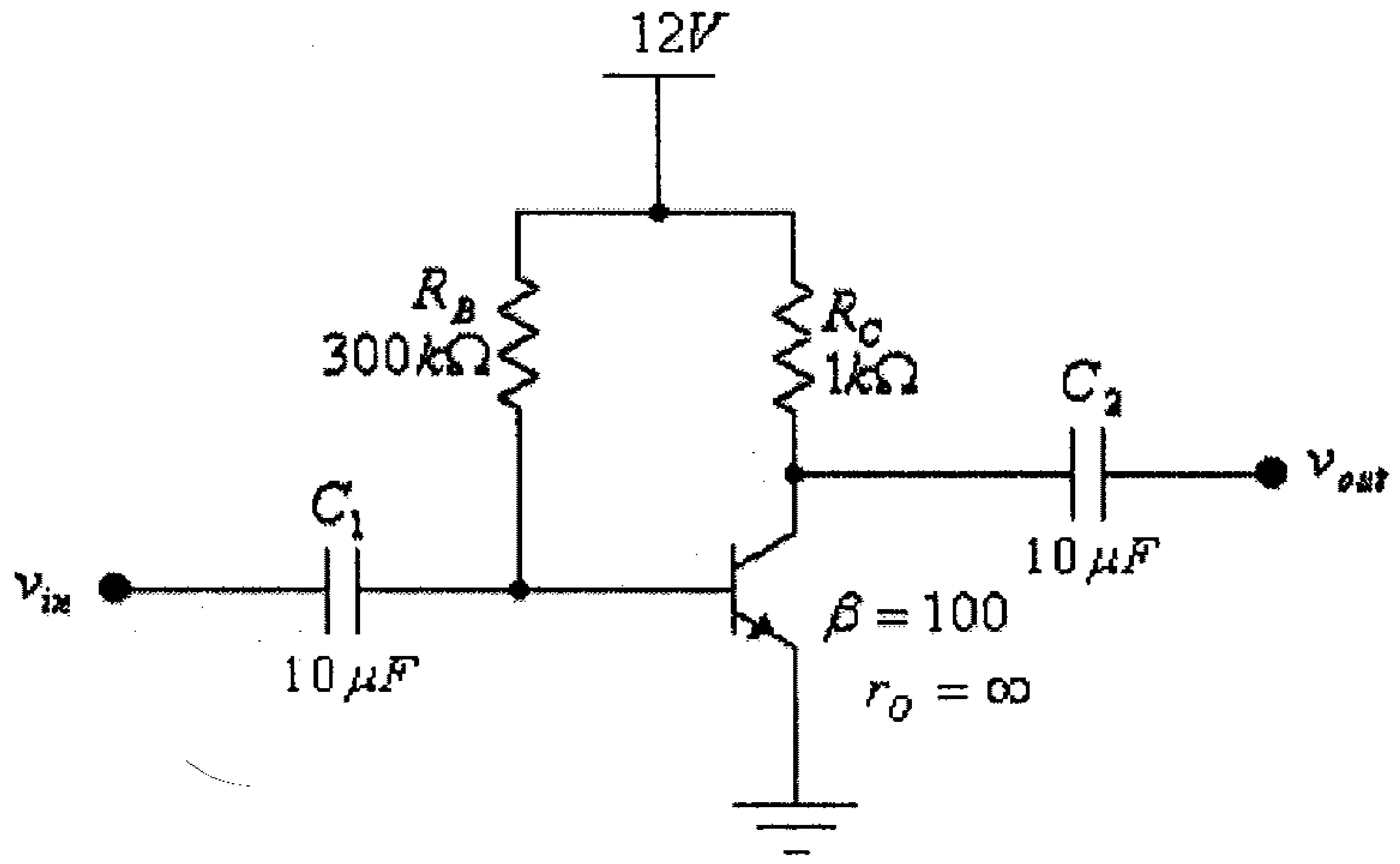
$$i_{out} = \frac{A_{VO}.Z_{in}.i_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

وبالتالي فإن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VO}.Z_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

مثال (3): لدائرة تضخيم الإنحياز الثابت التالية:

- أوجد قيمة كل من: Z_{in} ، Z_{out} ، A_{VO} .
- أرسم الدائرة المكافئة، للتيار المتردد، لهذه الدائرة.



شكل (15)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{300x10^3} = 0.0000377A = 37.7\mu A$$

$$I_E = (\beta + 1).I_B = 101.(37.7x10^{-6}) = 3.8x10^{-3}A = 3.8mA$$

وبالتالي، فإن:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3.8mA} = 6.84\Omega$$

أي أن:

$$Z_{in} = R_B \| \beta.r_e = \frac{R_B.(\beta.r_e)}{R_B + \beta.r_e} = \frac{300x10^3(100x6.84)}{300x10^3 + 100x6.84} = 682.5\Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{in} \approx \beta.r_e = (100).(6.84) = 684\Omega$$

وذلك لأن:

$$R_B >> \beta.r_e$$

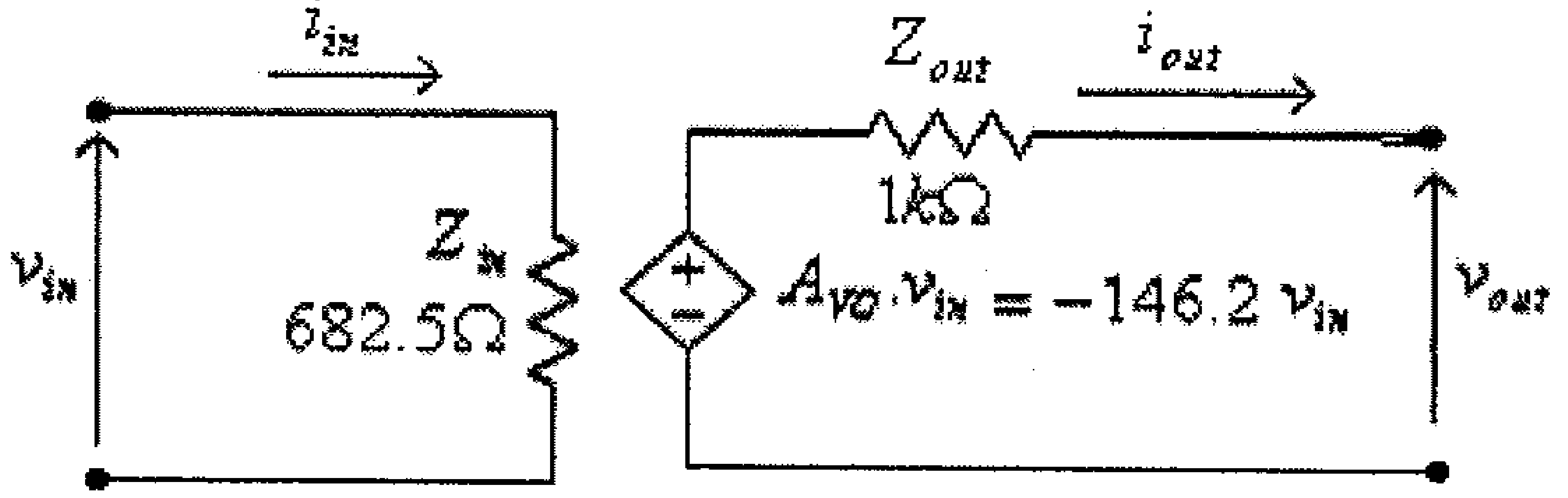
و:

$$Z_{out} = R_C = 1k\Omega$$

و:

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{1000}{6.84} = -146.2$$

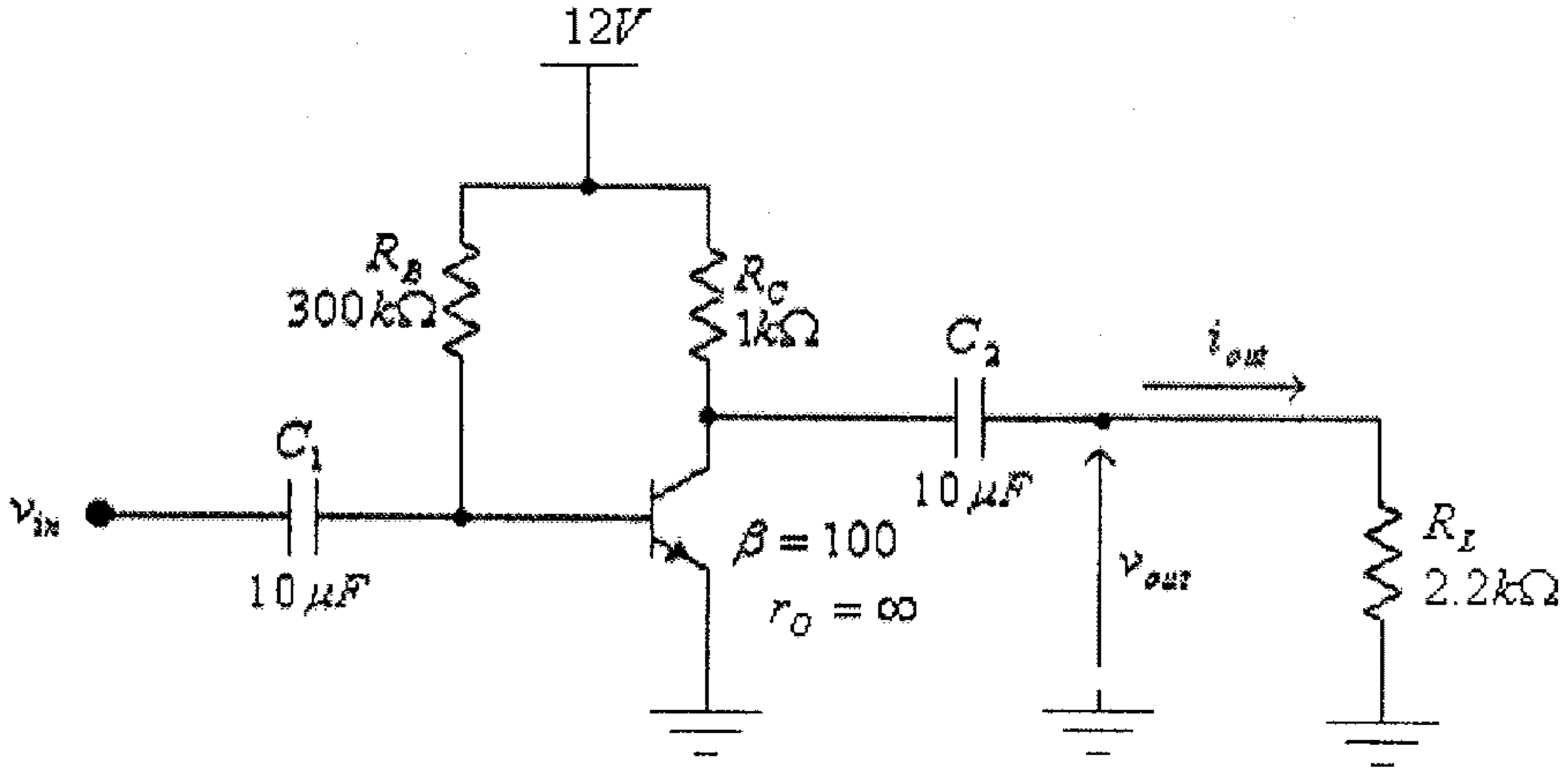
أي أن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل أدناه.



شكل (16)

مثال (4):

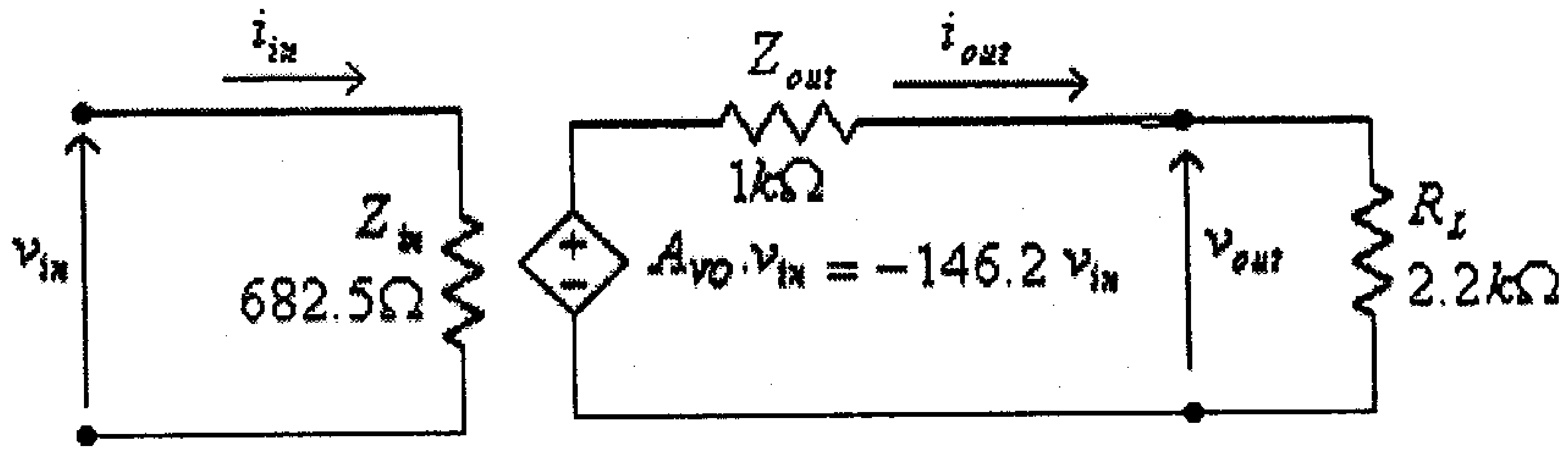
في حالة توصيل حمل مقاومته $2.2k\Omega$ على مخرج دائرة تضخيم الإنحياز الثابت في المثال السابق، كما هو في الشكل التالي، أوجد قيمة كل من A_v و A_i.



شكل (17)

الحل:

بعد إستبدال دائرة تضخيم الإنحياز الثابت في المثال السابق بدائرتها المكافئة، والمبينة في الشكل (16)، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (18)

من هذا الشكل:

$$v_{out} = A_{VO}.v_{in}.\frac{R_L}{Z_{out} + R_L} = -(146.2).v_{in}\frac{2200}{2200+1000} = -100.5v_{in}$$

ومنها:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -100.5$$

و:

$$i_{out} = \frac{A_{VO}.v_{in}}{Z_{out} + R_L} = -\frac{146.2.v_{in}}{2200+1000} = -0.0457v_{in}$$

و:

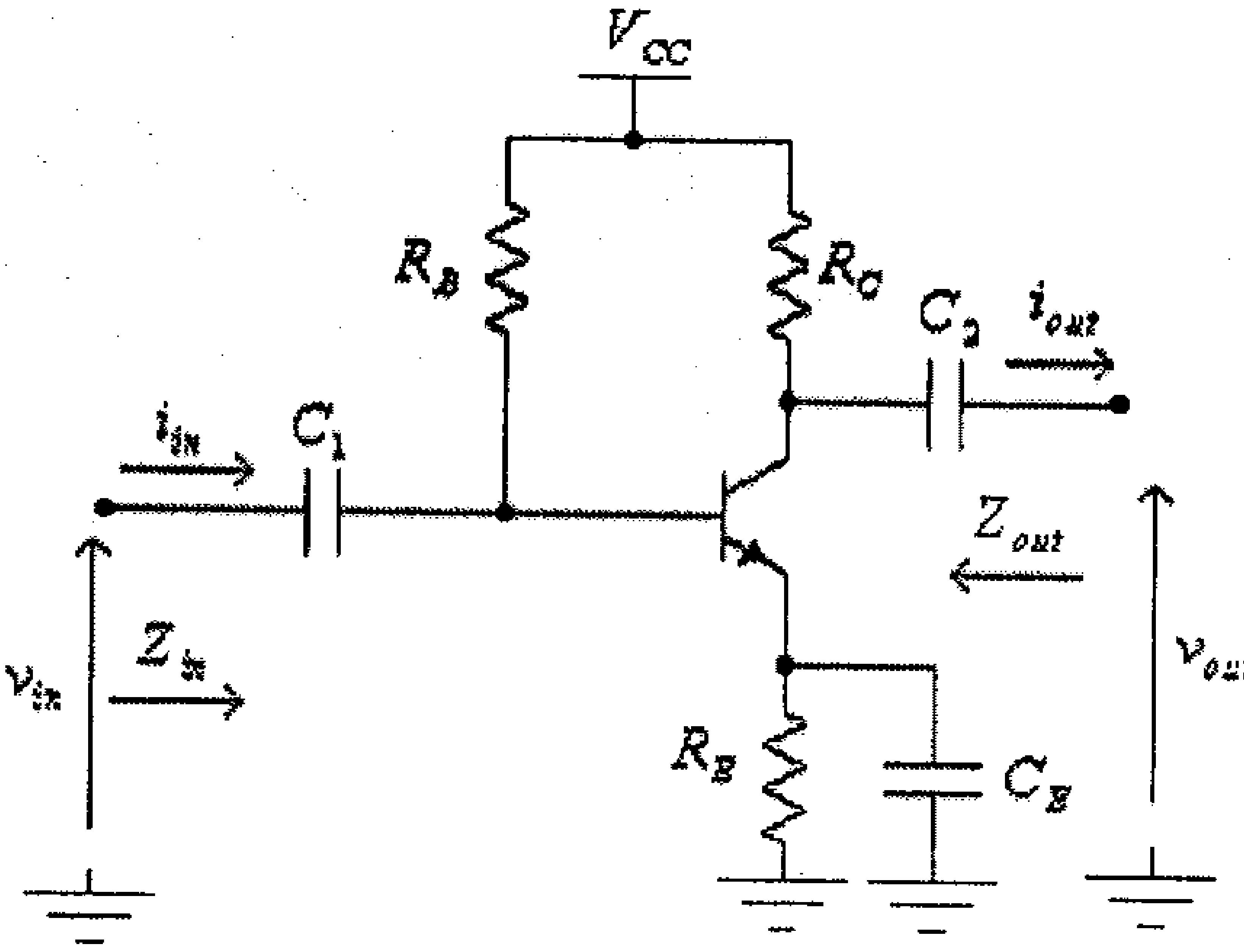
$$i_{in} = \frac{v_{in}}{Z_{in}} = \frac{v_{in}}{682.5} = 0.0015v_{in}$$

وبالتالي، فإن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = -\frac{0.0457v_{in}}{0.0015v_{in}} = -30.5$$

2.4 دائرة إنحياز الباعث (Emitter-bias Circuit)

الشكل التالي يبين دائرة مضخم إشارة بإنحياز الباعث.

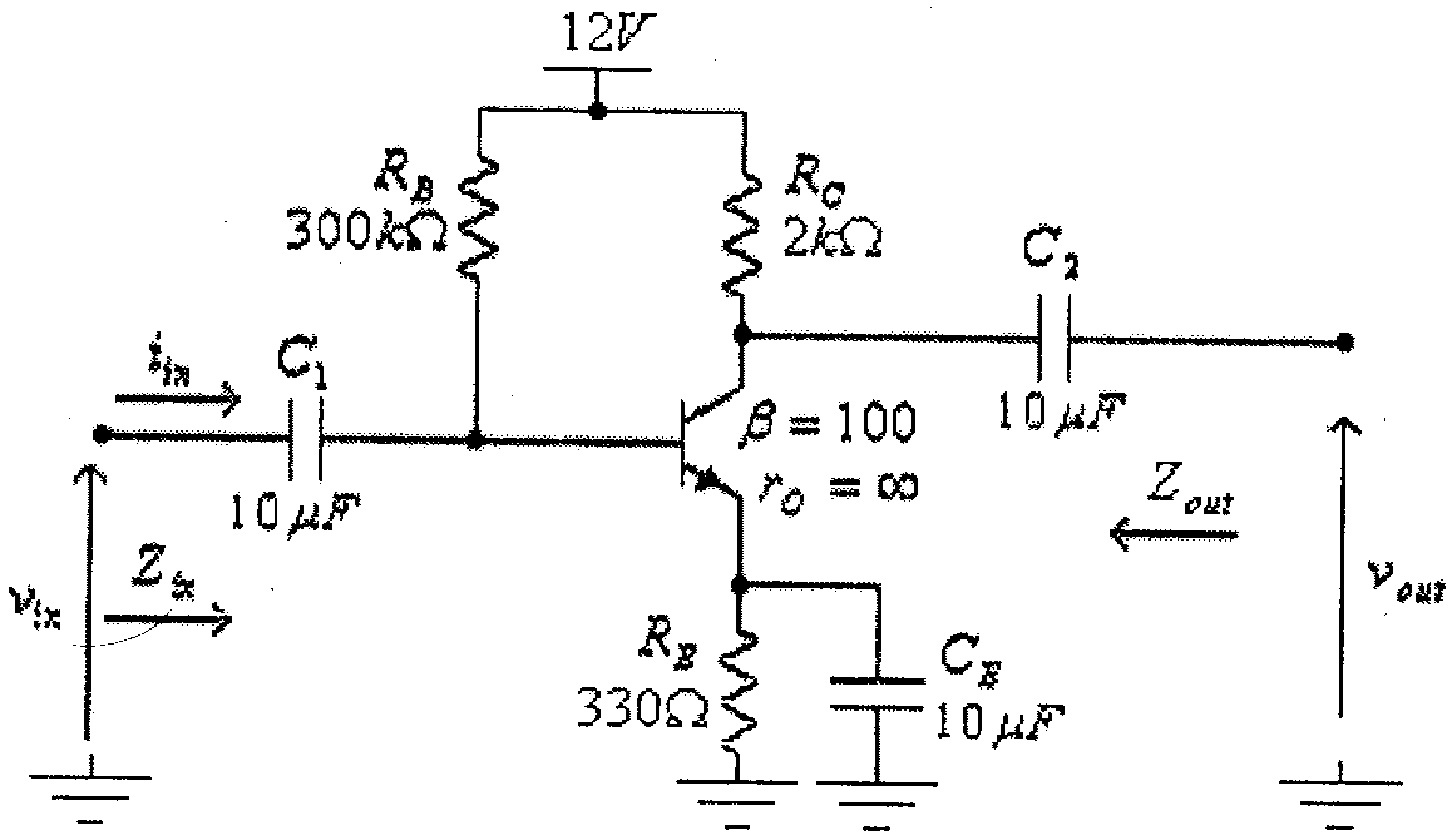


شكل (19)

ولكون المكثف C_E يكافيء دارة قصر (short-circuit) للإشارة المترددة، فإن الدائرة المكافئة للتيار المتردد، لهذه الدائرة تصبح كما في حالة دائرة الإنحيـــاز الثابت (fixed-bias circuit)، والتي دُرست سابقاً.

مثال (5): لدائرة إنحياز الباعث التالية:

- أوجد قيمة كل من: Z_{in} ، Z_{out} ، A_{VO} .
- أرسم الدائرة المكافئة، للتيار المتردد، لهذه الدائرة.



شكل (20)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta.R_E} = \frac{12 - 0.7}{300x10^3 + (100).(330)} = 0.0000339A = 33.9\mu A$$

$$I_E = (\beta + 1).I_B = 101.(33.9x10^{-6}) = 3.4x10^{-3}A = 3.4mA$$

وبالتالي، فإن:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3.4mA} = 7.6\Omega$$

أي أن:

$$Z_{in} = R_B \| \beta.r_e = \frac{R_B.(\beta.r_e)}{R_B + \beta.r_e} = \frac{300x10^3(100x7.6)}{300x10^3 + 100x7.6} = 758\Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{in} \approx \beta.r_e = (100).(7.6) = 760\Omega$$

وذلك لأن:

$$R_B >> \beta.r_e$$

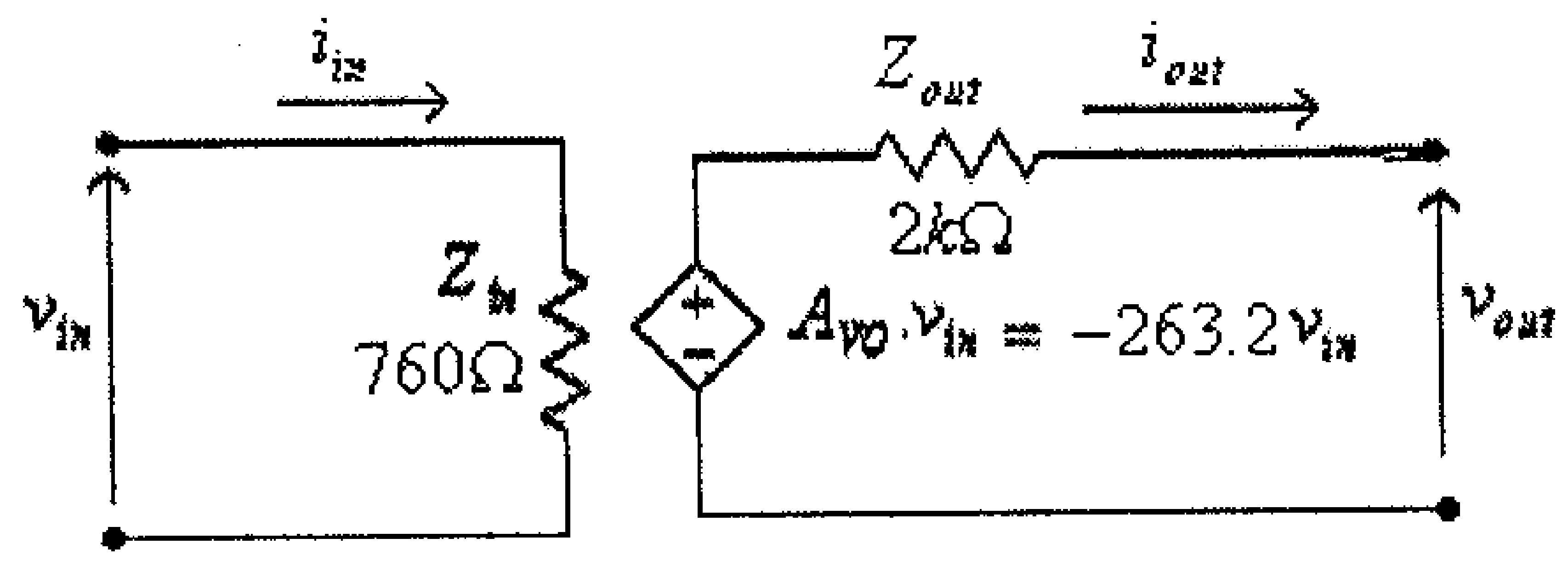
و:

$$Z_{out} = R_C = 2k\Omega$$

و:

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2000}{7.6} = -263.2$$

أي أن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل أدناه.



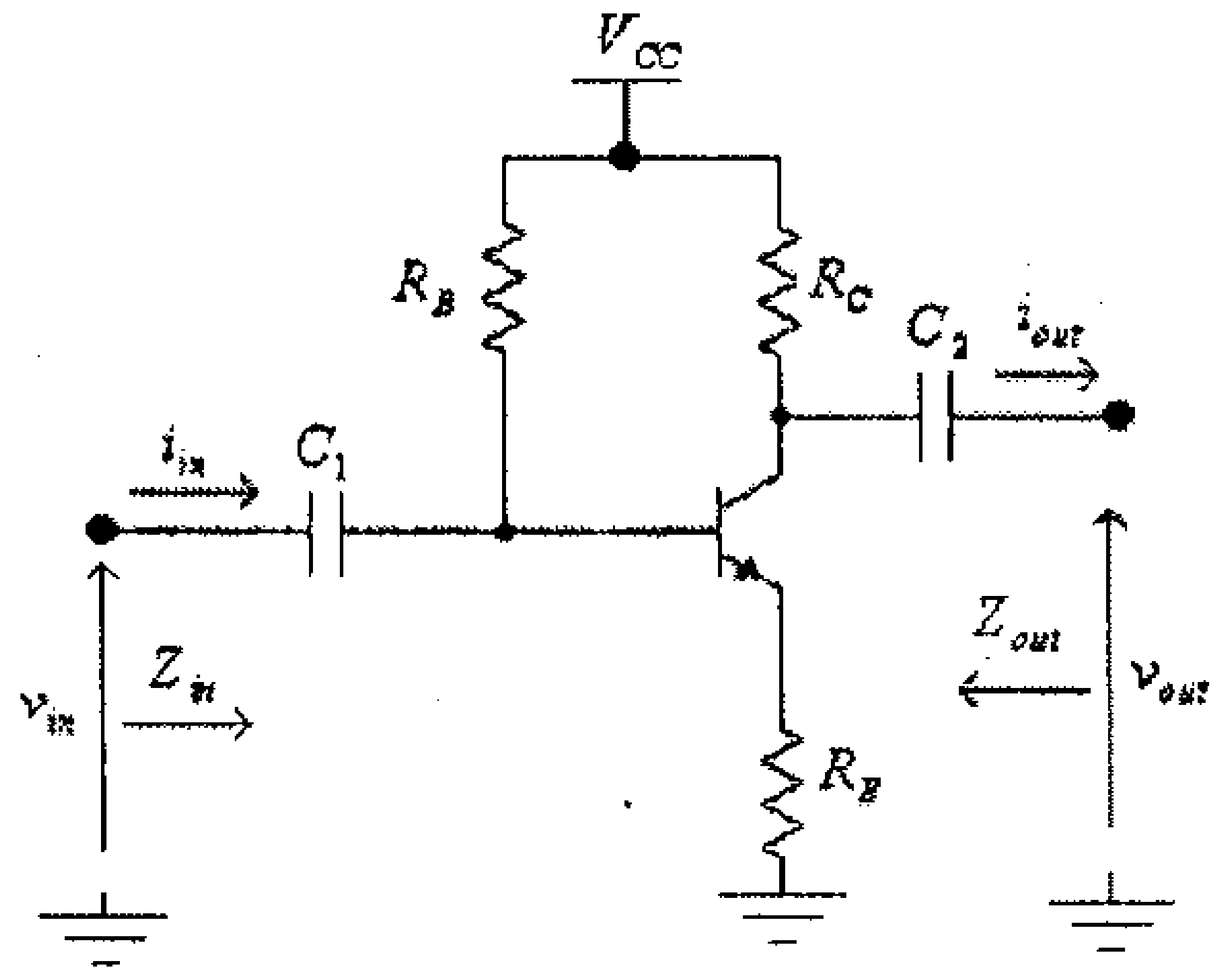
شكل (21)

ملاحظة: لاحظ الممانعة الصغيرة لكل من المكثفات C_1، C_2 و C_E مقارنة مع باقي قيم المقاومات في هذه الدائرة، فمثلاً عند تردد $f = 1kHz$. ، فإن ممانعة كل من هذه المكثفات هي:

$$X_C = \frac{1}{2\pi.f.C} = \frac{1}{2\pi.(1000).(10x10^{-6})} \approx 16\Omega$$

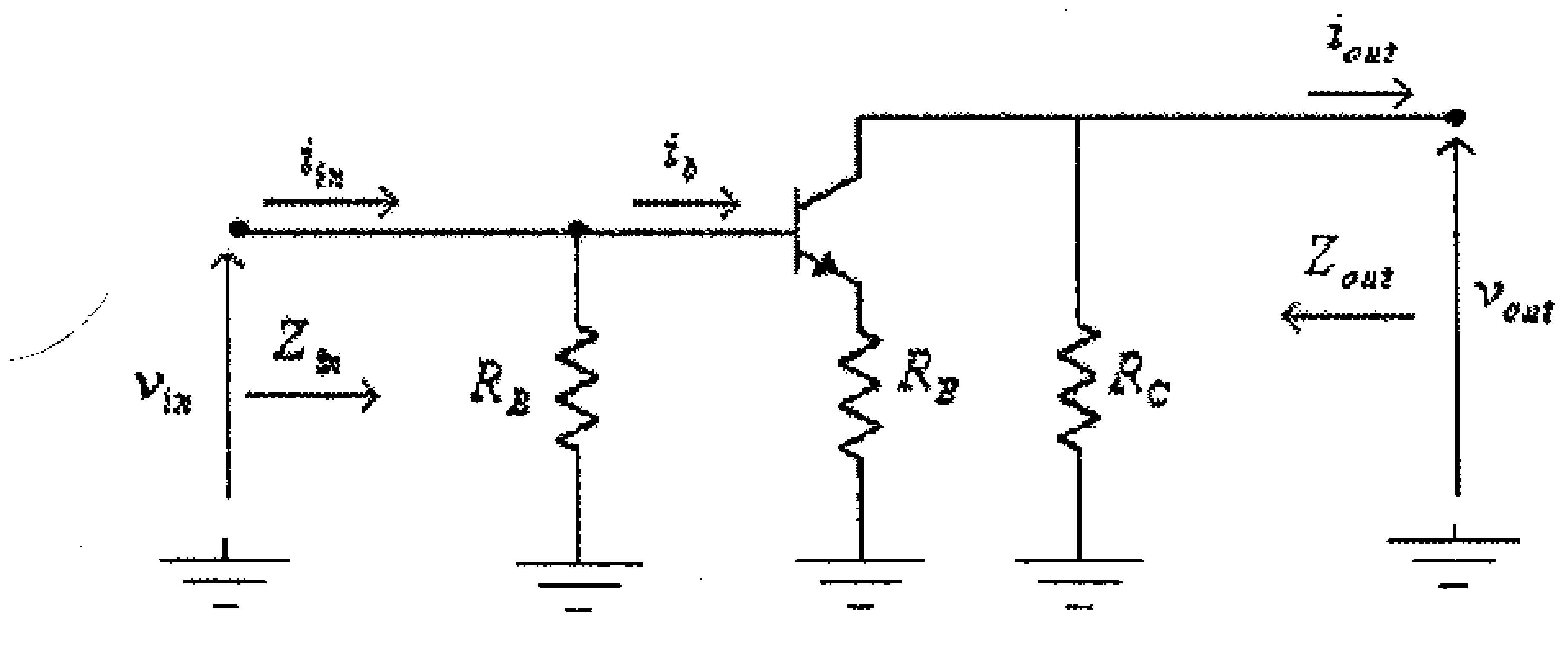
وهذه القيمة قليلة جداً مقارنة مع قيمة كل من االمقاومات R_C، R_E و R_B، وهذا يبرر إعتبارنا بأن كل من المكثفات C_1، C_2 و C_E تكافيء دارة قصر (short-circuit).

أما في حالة عدم توصيل المكثف C_E، كما في الدائرة التالية.



شكل (22)

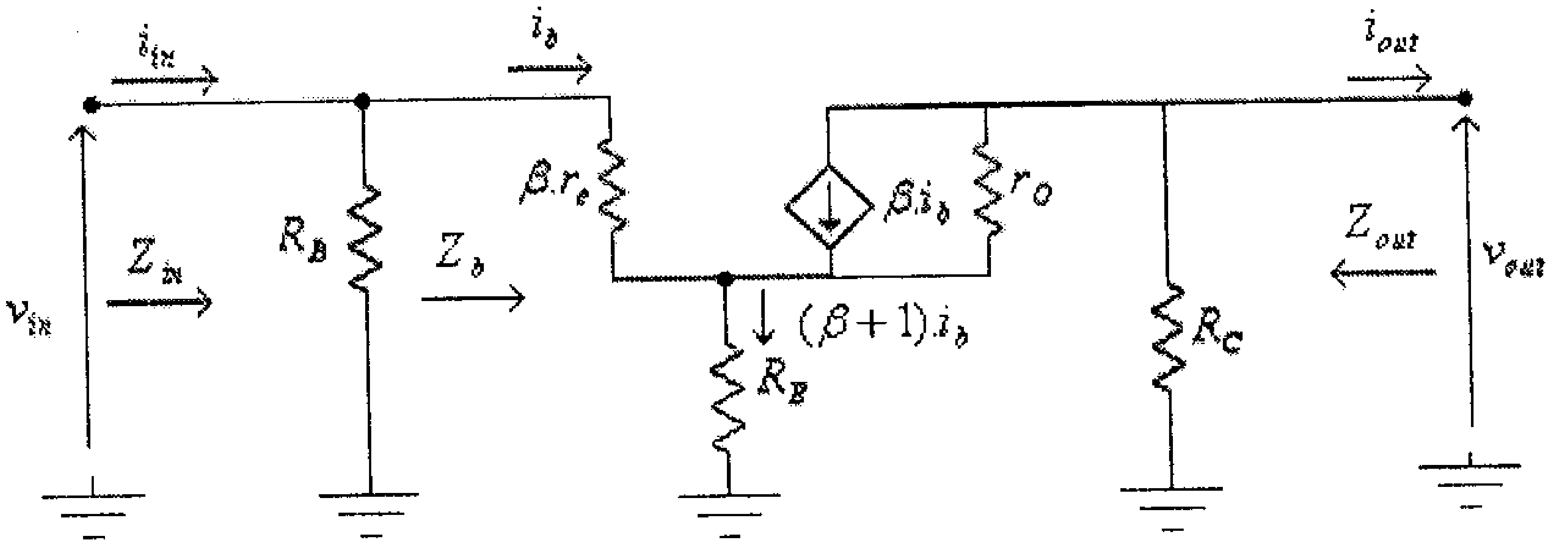
فإن الدائرة المكافئة للتيار المتردد تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (23)

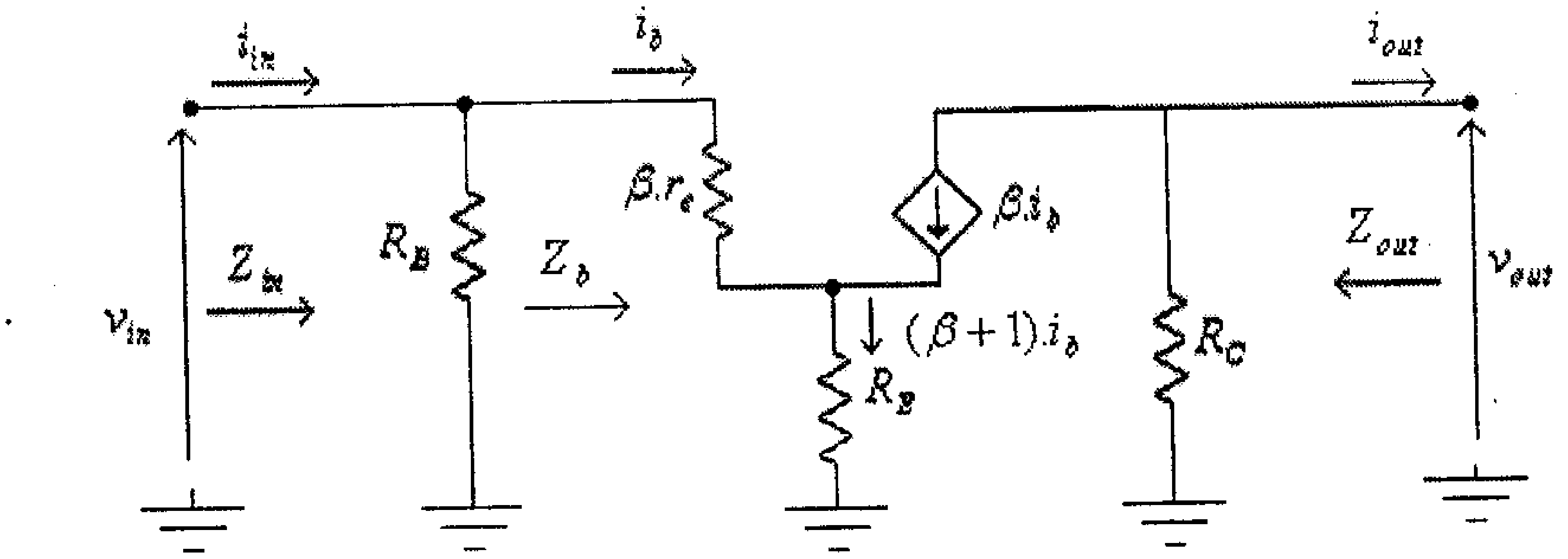
لاحظ أنه، في هذه الدائرة، قد تم إستبدال كل من المكثفين C_1 و C_2 بدارة قصر (short circuit) كما تم حذف مصدر الفولطية المغذية لدائرة الإنحياز، V_{CC}.

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، والمبينة في شكل (26) من الوحدة السابقة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (24)

وبهدف تبسيط دراسة هذه الدائرة فإنه عادةً ما يتم إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، r_O، في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة تصبح كما في الشكل التالي.



شكل (25)

في هذه الدائرة:

$$v_{in} = i_b.\beta.r_e + (\beta+1).i_b.R_E = i_b.[\beta.r_e + (\beta+1).R_E]$$

و:

$$Z_b = \frac{v_{in}}{i_b} = \beta.r_e + (\beta+1).R_E$$

وحيث أن:

$$\beta >> 1$$

فيمكن إعتبار أن:

$$Z_b \approx \beta.r_e + \beta.R_E = \beta(r_e + R_E)$$

وحيث أنه عادةً ما تكون المقاومة R_E أكبر كثيراً من المقاومة r_e، فإن:

$$Z_b \approx \beta.R_E$$

وبالتالي فإن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة هي:

$$Z_{in} = R_B \| Z_b \approx \frac{R_B.\beta.R_E}{R_B + \beta.R_E}$$

ولإيجاد الممانعة المخرجية، فعندما تكون الإشارة المدخلية، v_{in}، تساوي صفرا فإن تيار القاعدة للترانزيستور، i_b، يساوي صفراً. وبالتالي فإن قيمة مصدر التيار $\beta.i_b$ يكافيء دارة مفتوحة (open-circuit)، وبالتالي فإن الممانعة المخرجية لهذه الدائرة تكون:

$$Z_{out} = R_C$$

ويمكن من الدائرة المكافئة أن تلاحظ أن الفولطية المخرجية تنشأ نتيجة مرور التيار $(\beta+1)i_b$ في المقاومة R_C، وبالتالي فإن:

$$v_{out} = -(\beta+1).i_b.R_C \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

ومن مدخل الدائرة المكافئة تجد أن:

$$i_b = \frac{v_{in}}{Z_b} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

وبتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$v_{out} = -\frac{(\beta+1).v_{in}.R_C}{Z_b}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{(\beta+1).R_C}{Z_b} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3)$$

وحيث أن:

$$\beta >> 1$$

فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -\frac{\beta.R_C}{Z_b}$$

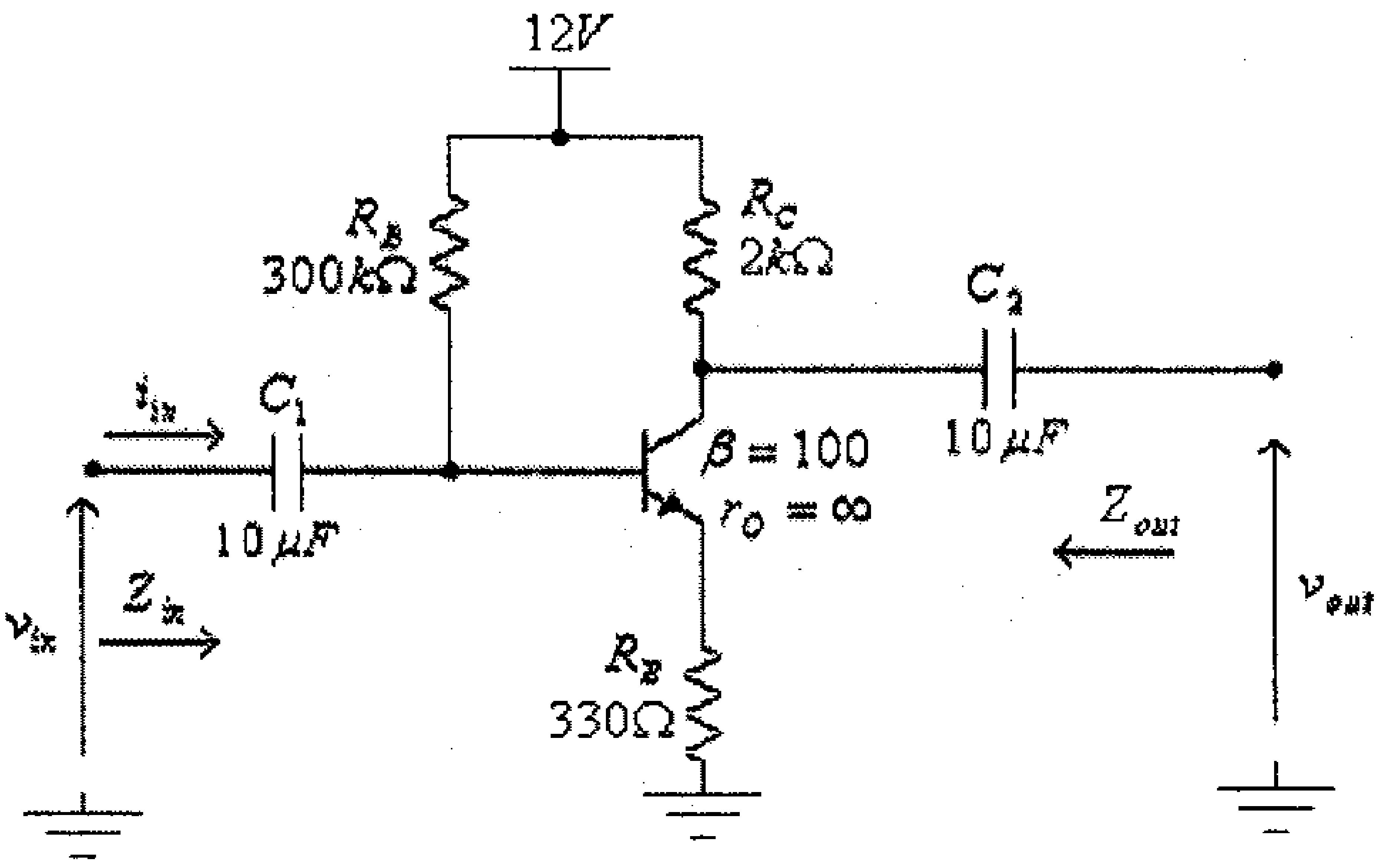
وبإستبدال الممانعة Z_b بقيمتها التقريبية التي تم إيجادها سابقاً، نجد أن:

$$A_{VO} \approx -\frac{\beta.R_C}{Z_b} = -\frac{\beta.R_C}{\beta.R_E} = -\frac{R_C}{R_E}$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره 180^0.

مثال (6): لدائرة إنحياز الباعث التالية:

- أوجد قيمة كل من: Z_{in} ، Z_{out} ، A_{VO} .
- أرسم الدائرة المكافئة، للتيار المتردد، لهذه الدائرة.



شكل (26)

الحل:

دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي نفسها كما في المثال السابق، أي أن:

$$I_B = 33.9\mu A$$

$$I_E = 3.4mA$$

و:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3.4mA} = 7.6\Omega$$

وبالتالي، فإن:

$$Z_{in} = R_B \| Z_b \approx \frac{R_B.\beta.R_E}{R_B + \beta.R_E} = \frac{300x10^3(100).(330)}{300x10^3 + (100).(330)} = 29.73x10^3\Omega = 29.73k\Omega$$

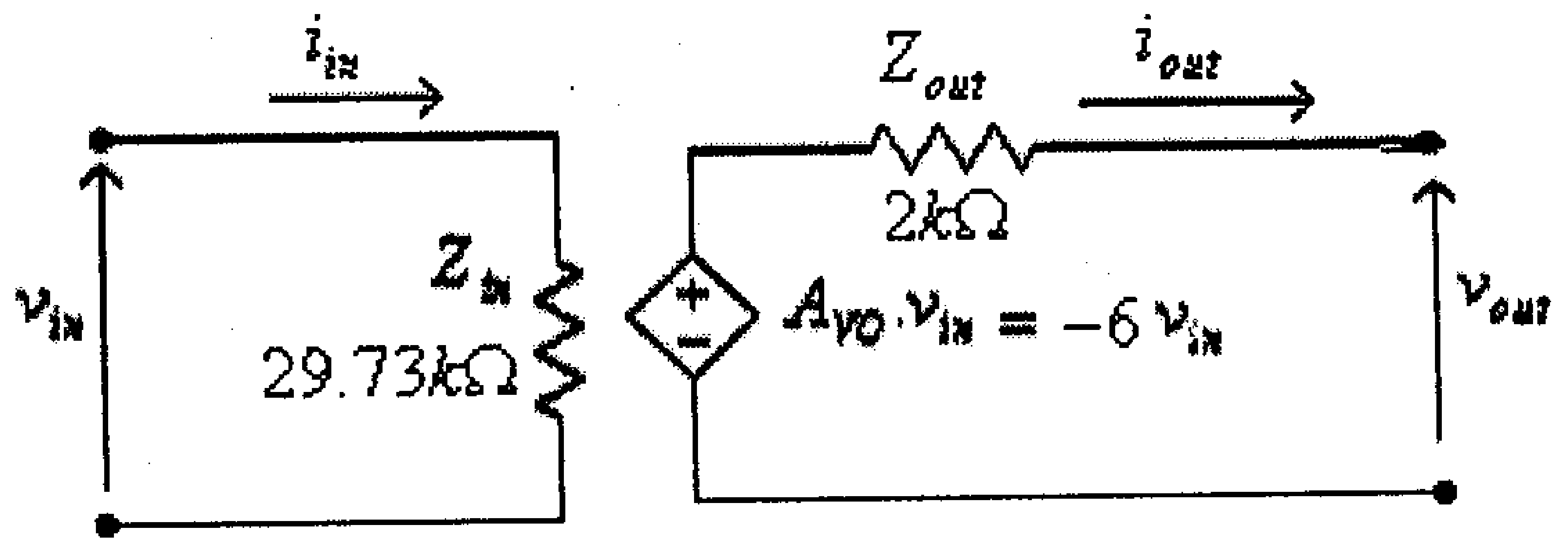
و:

$$Z_{out} = R_C = 2k\Omega$$

و:

$$A_{VO} \approx -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{2x10^3}{330} = -6$$

أي أن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل أدناه.

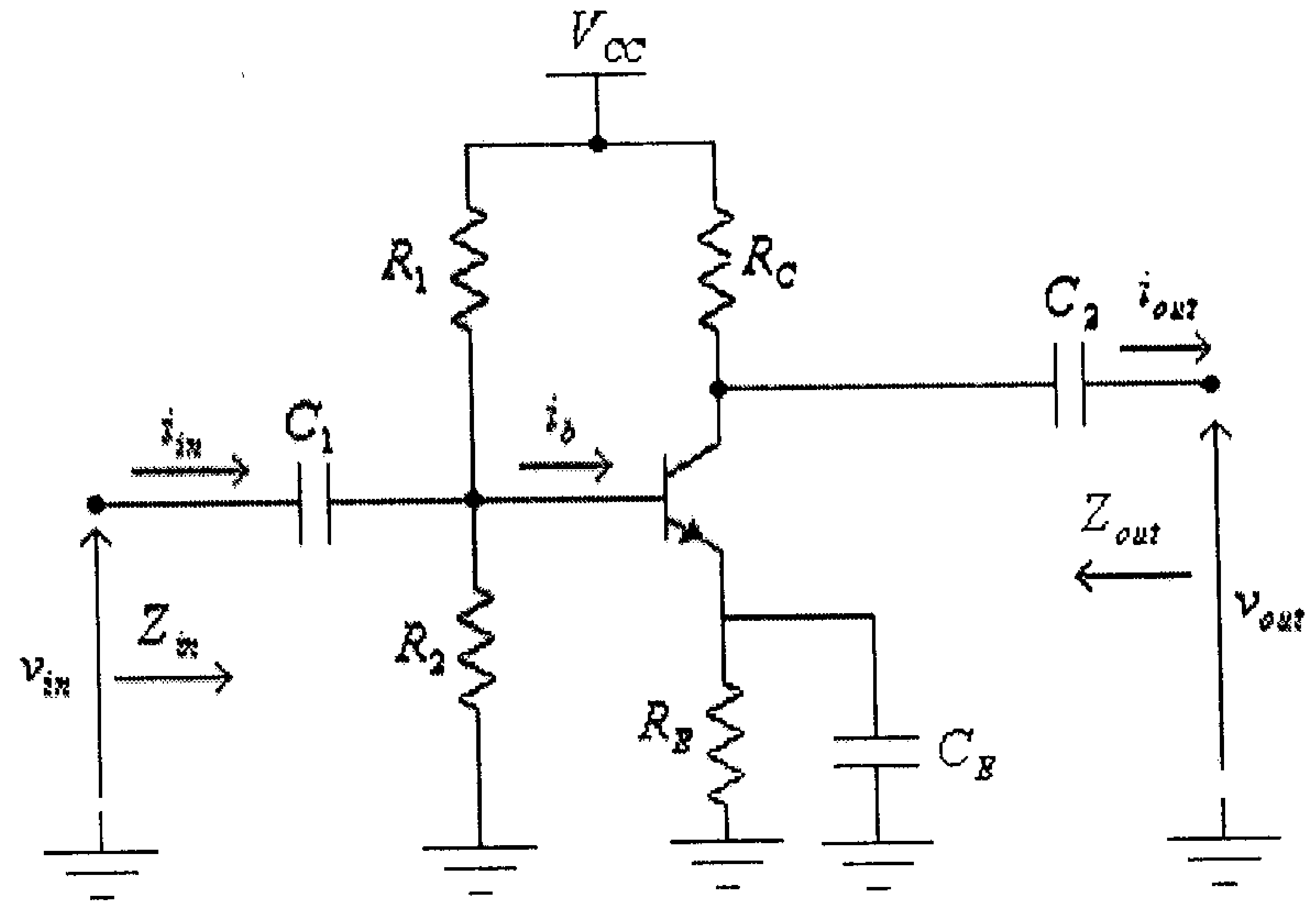


شكل (27)

من المثالين السابقين يمكنك أن تلاحظ إنخفاض قيمة معامل تضخيم الفولطية A_{VO} عند حذف المكثف C_E.

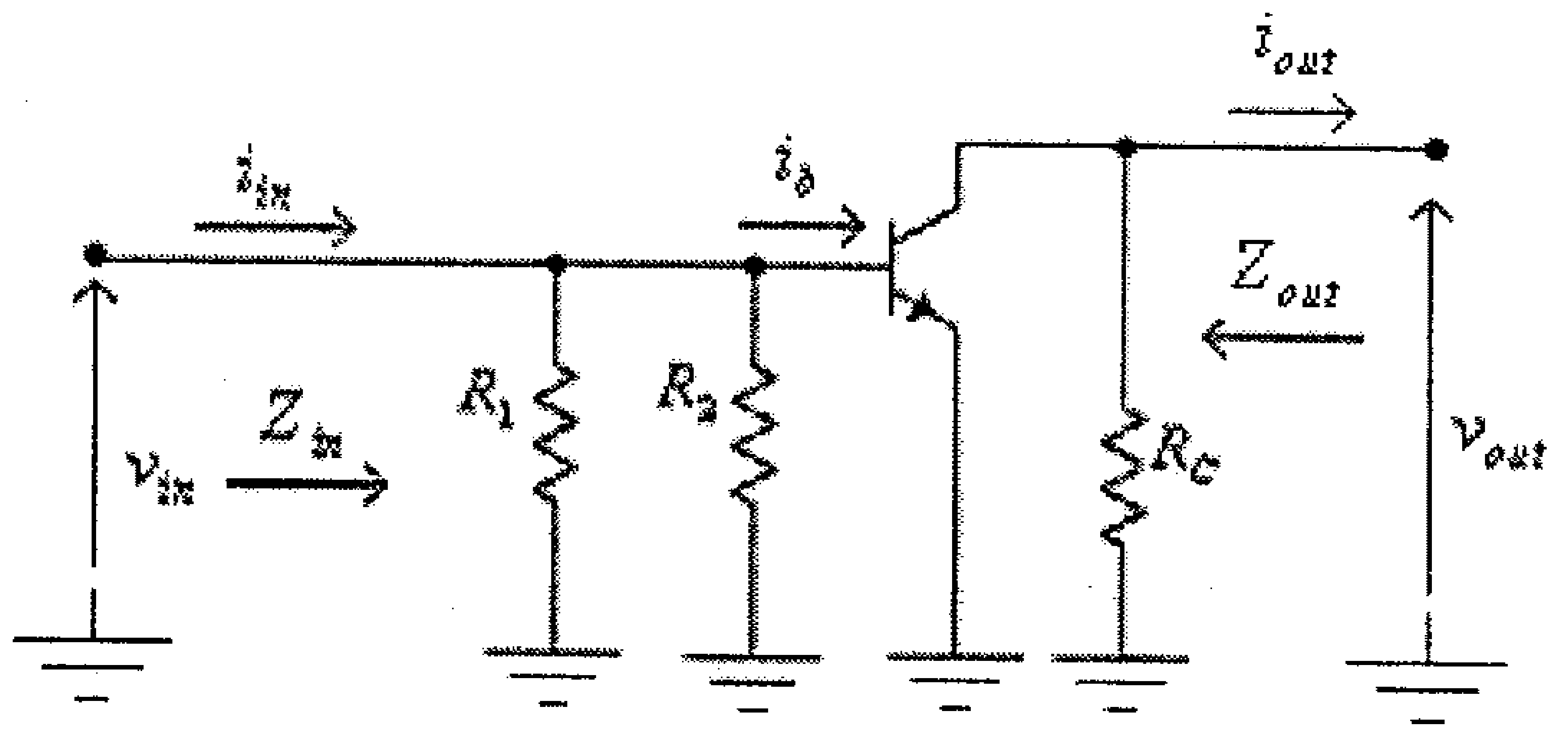
2.5 دائرة إنحياز مجزىء الفولطية (Voltage-divider Bias Circuit)

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم الباعث المشترك وبانحياز مجزىء الفولطية.



شكل (28)

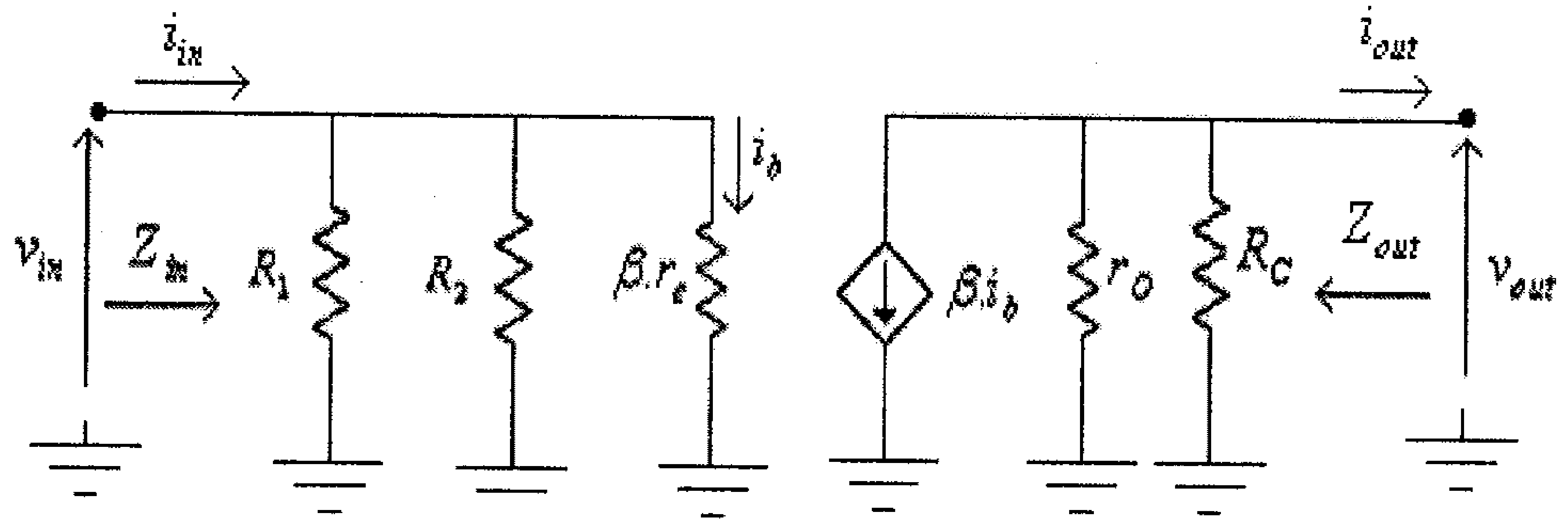
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (29)

لاحظ أنه في هذه الدائرة، وكما هو عادةً، قد تم إستبدال كل من المكثفات C_1 و C_2 و C_E بدارة قصر (short circuit) ، كما تم حذف مصدر الفولطية المغذي لدائرة الإنحياز، V_{CC}.

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.

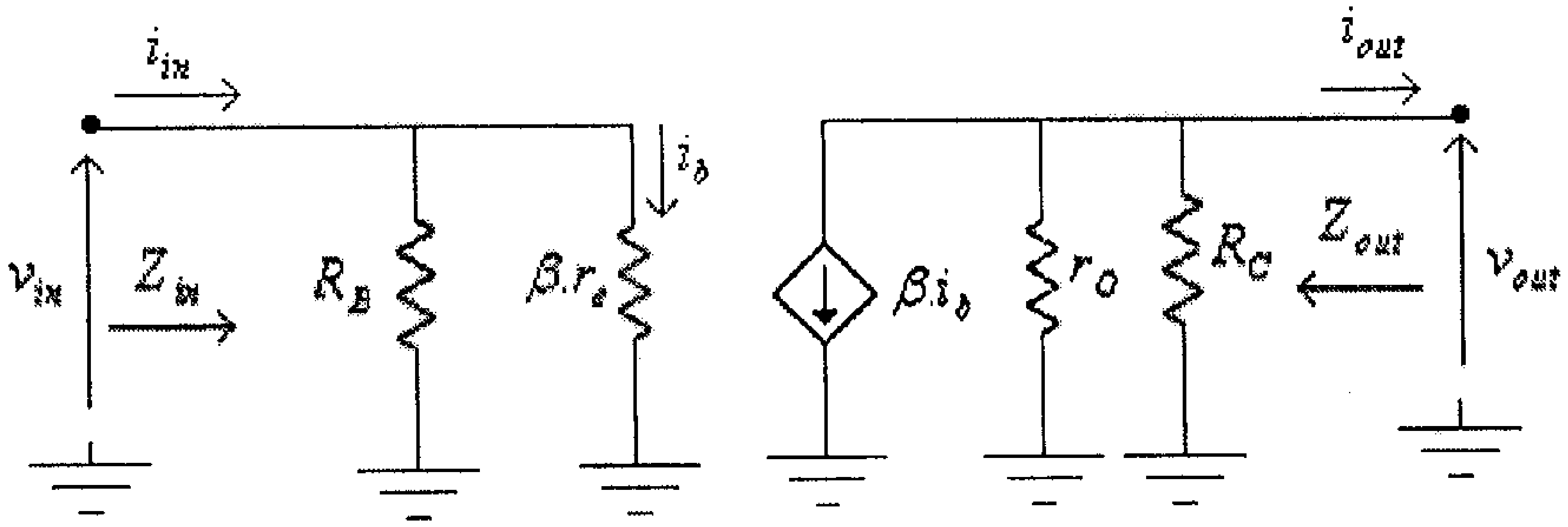


شكل (30)

ويمكن تبسيط هذه الدائرة بإستبدال المقاومتين R_1 و R_2 والموصولتين على التوازي بمكافئتهما R_B ، حيث:

$$R_B = R_1 \| R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2}$$

لتصبح الدائرة المكافئة كما في الشكل أدناه:



شكل (31)

لاحظ التشابه بين هذه الدائرة ودائرة التضخيم بإنحياز ثابت، والتي شرحت سابقاً، وبالتالي فإنه لهذه الدائرة، وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت:

- **الممانعة المدخلية:**

$$Z_{in} = R_B \| \beta.r_e = \frac{R_B.(\beta.r_e)}{R_B + \beta.r_e}$$

- **الممانعة المخرجية:**

$$Z_{out} = R_C \| r_O = \frac{R_C.r_O}{R_C + r_O}$$

وحيث أنه عادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجية للترانزيستور، r_O، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع، R_C، فإن:

$$Z_{out} \approx R_C$$

- **معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل**

وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت:

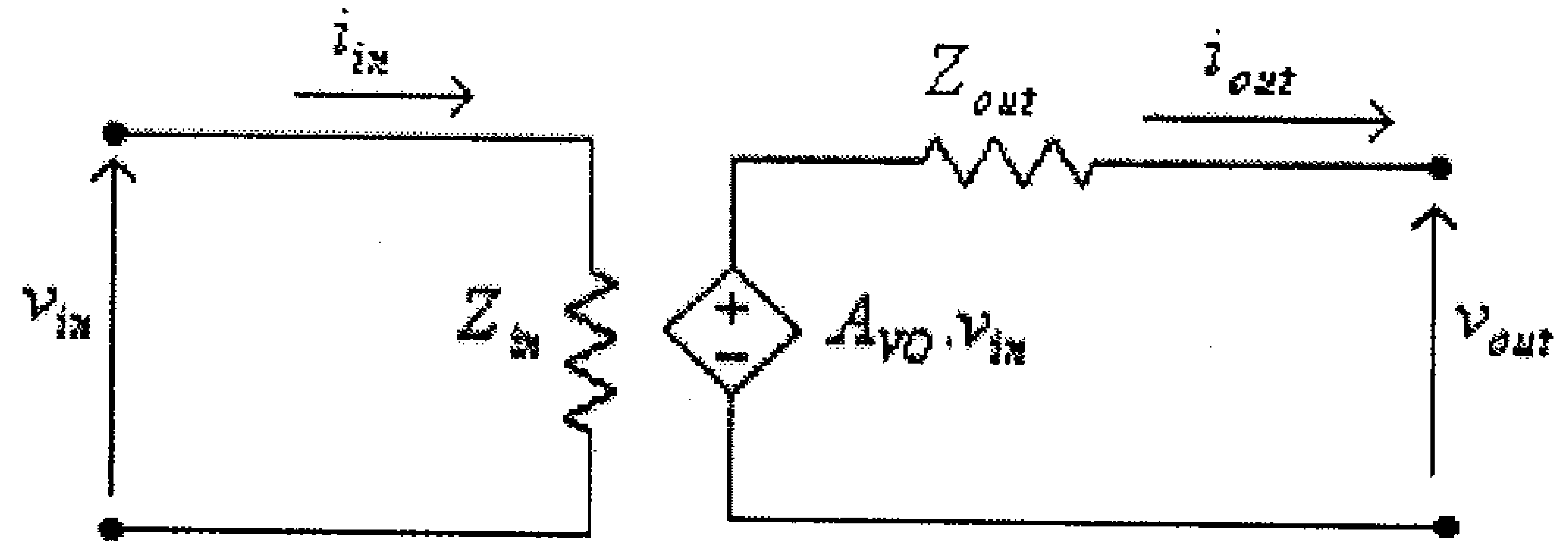
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C . r_O}{r_e . (R_C + r_O)}$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، r_O، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع، R_C، فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e}$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره 180^0.

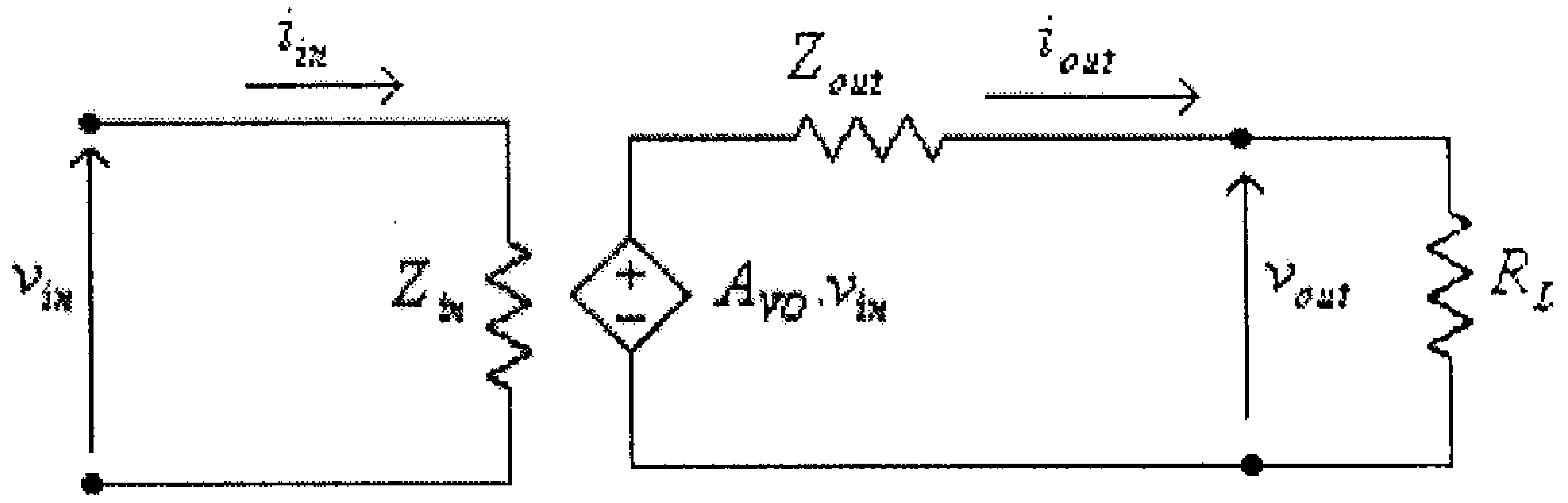
وبعد أن تم إيجاد كل من Z_{in}، Z_{out} و A_{VO} فإن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هي كما في الشكل التالي.



شكل (32)

- **معامل تضخيم التيار**

وكما هو عادةً، ففي حالة توصيل حمل، مقاومته R_L، على مخرج هذه الدائرة، كما هو مبين في الشكل التالي.



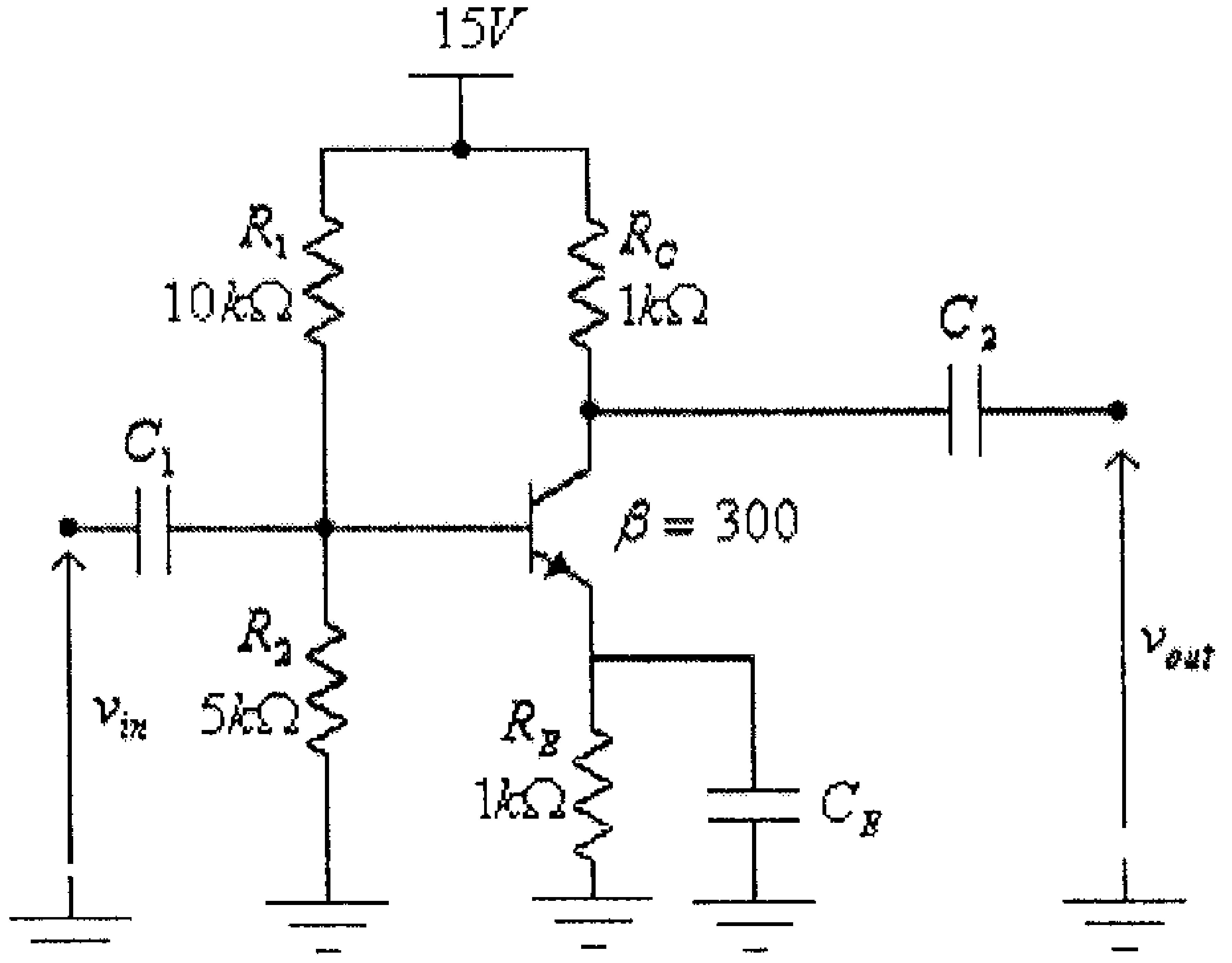
شكل (33)

فإن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VO}.Z_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

مثال (7):

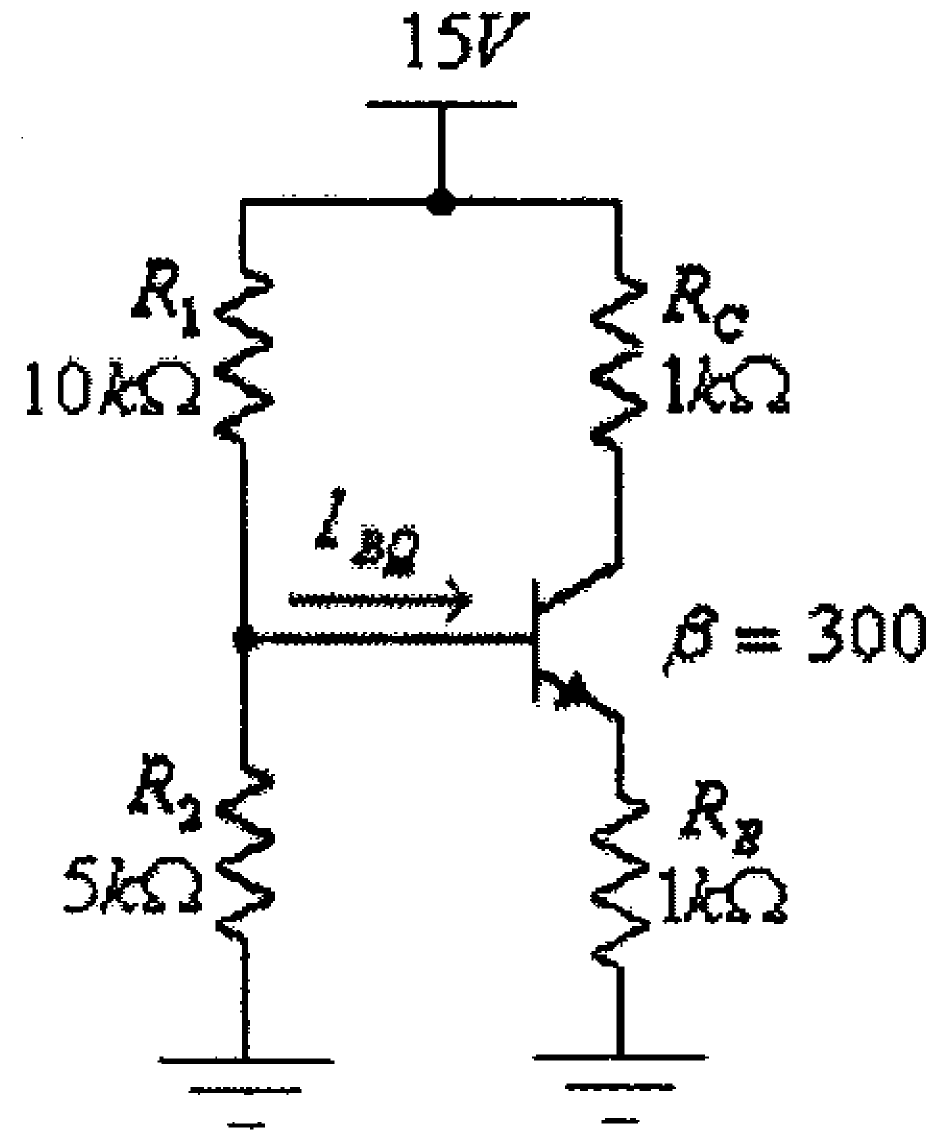
لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كـــل مـــن Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO} . وإذا علمت أن $v_{in}(t) = 0.05\sin(\omega t)$ ، أرسم موجتي الفولطيتين المدخلية والمخرجية.



شكل (34)

الحل:

الدائرة المكافئة للتيار المستمر لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي:



شكل (35)

لاحظ في هذه الدائرة أن الشرط $\beta.R_E \geq 10.R_2$ محقق، لأن:

$$\beta.R_E = 300(1x10^3) = 300x10^3\,\Omega$$

و:

$$10.R_2 = 10(5x10^3) = 50x10^3\,\Omega$$

لذا يمكن إستخدام الطريقة التقريبية (approximate method) لتحليل دائــرة الإنحياز، وعليه فإن:

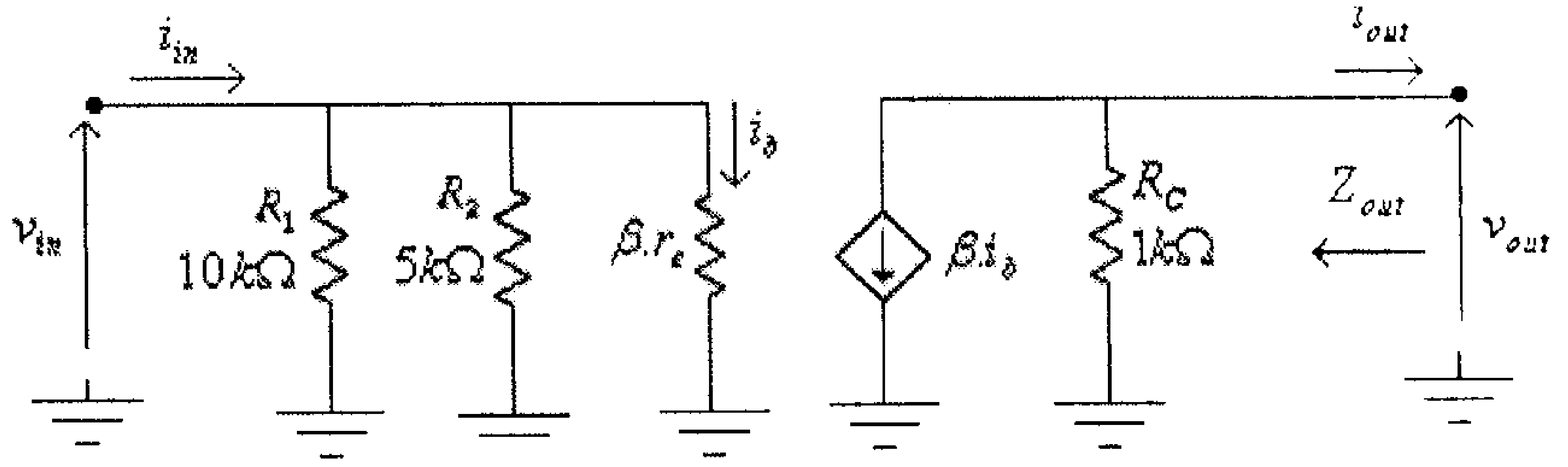
$$V_{BQ} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15(5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 5V$$

$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E} = \frac{4.3}{1x10^3} = 0.0043A = 4.3mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

الدائرة المكافئة للتيار المتردد، وبعد إســتبدال الترانزيــستور بدائرتــه المكافئة، هي كما في الشكل التالي:



شكل (36)

من هذا الشكل:

$$R_B = R_1 \| R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10x10^3(5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 3.33x10^3\,\Omega = 3.33k\Omega$$

$$Z_{in} = R_B \| \beta.r_e = \frac{R_B.(\beta.r_e)}{R_B + \beta.r_e} = \frac{3.33x10^3(300x6.05)}{3.33x10^3 + 300(6.05)} = 1.12k\Omega$$

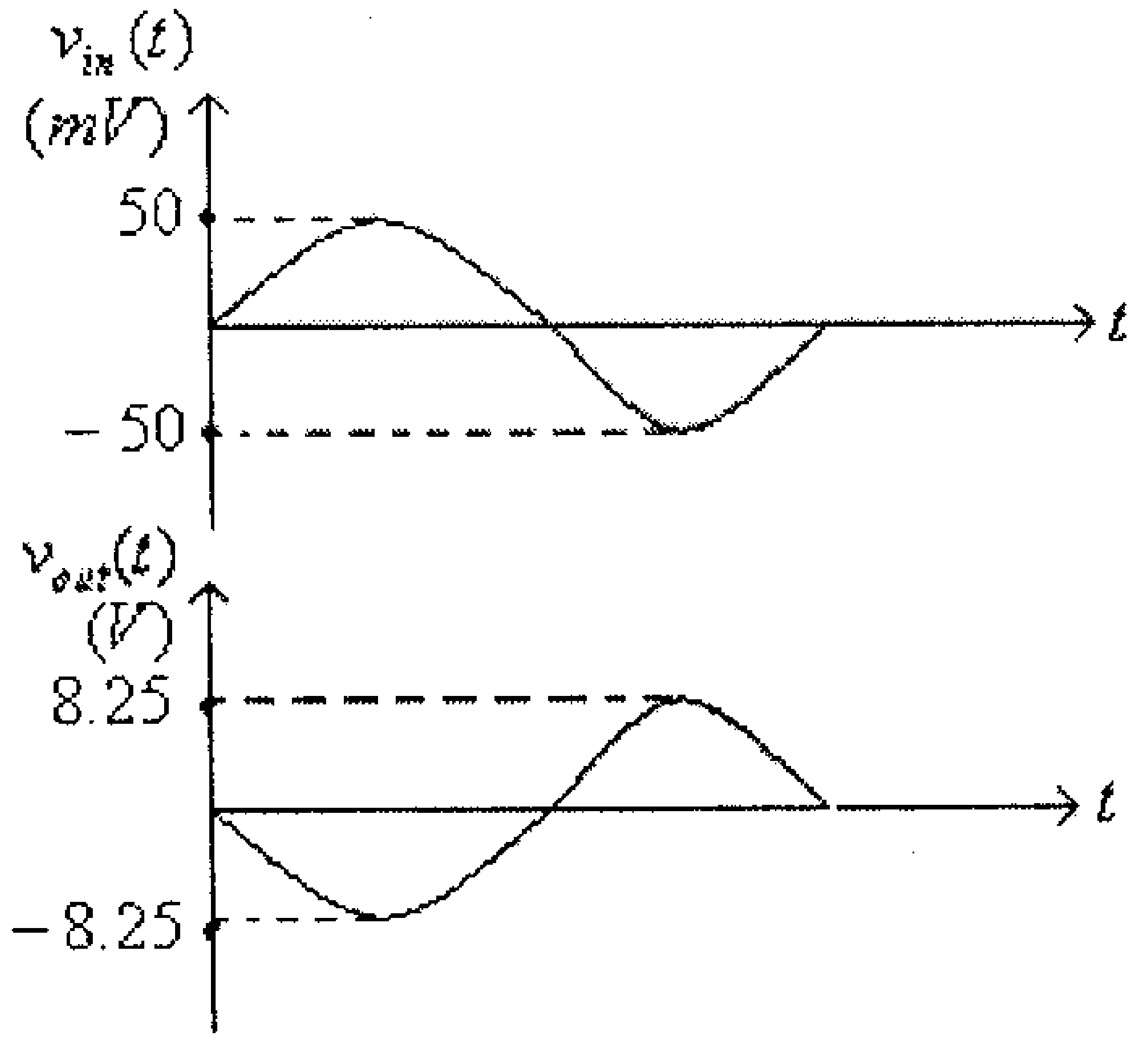
$$Z_{out} = R_C = 1k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{1000}{6.05} = -165$$

و:

$$v_{out} = A_V.v_{in} = -(165)(0.05)\sin(\omega t) = -8.25\sin(\omega t)$$

الشكل التالي يبين موجتي الفولطيتين المدخلية والمخرجية لهذه الدائرة:

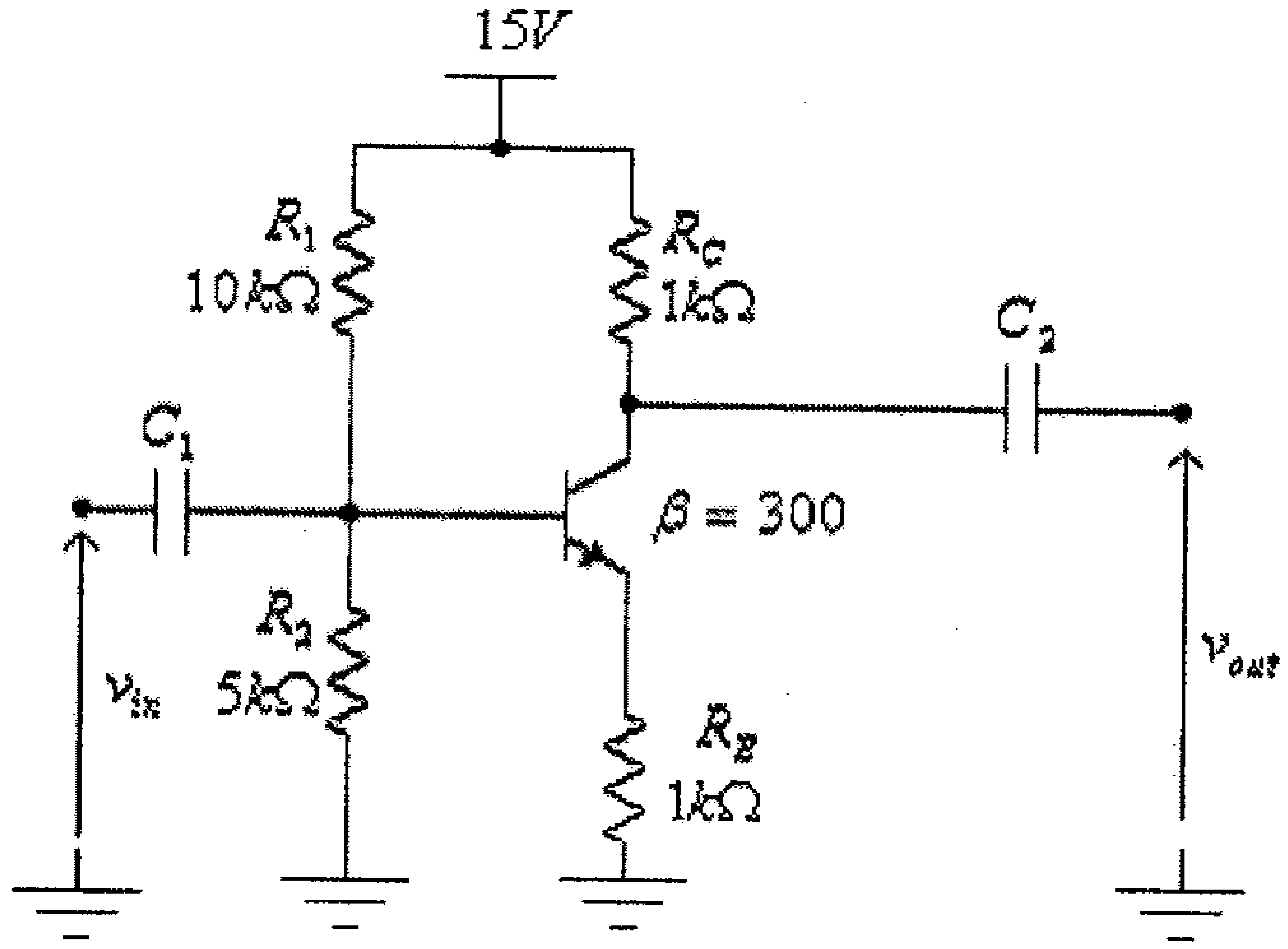


شكل (37)

مثال (8): أعد حل المثال السابق في حالة عدم وجود المكثف C_E.

الحل:

في حالة عدم وجود المكثف C_E تصبح الدائرة كما في الشكل التالي.

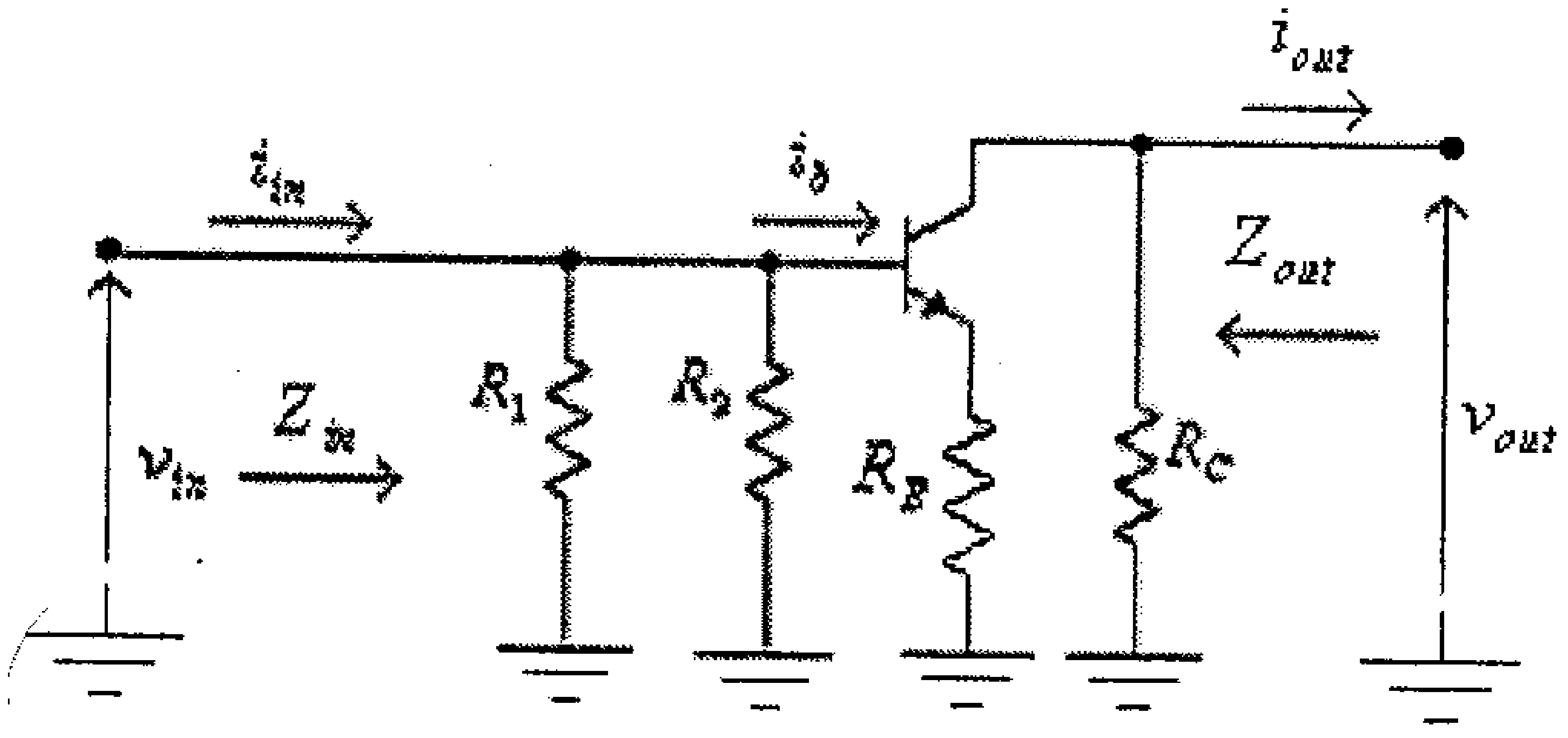


شكل (38)

دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي نفسها كما في المثال السابق، أي أن:

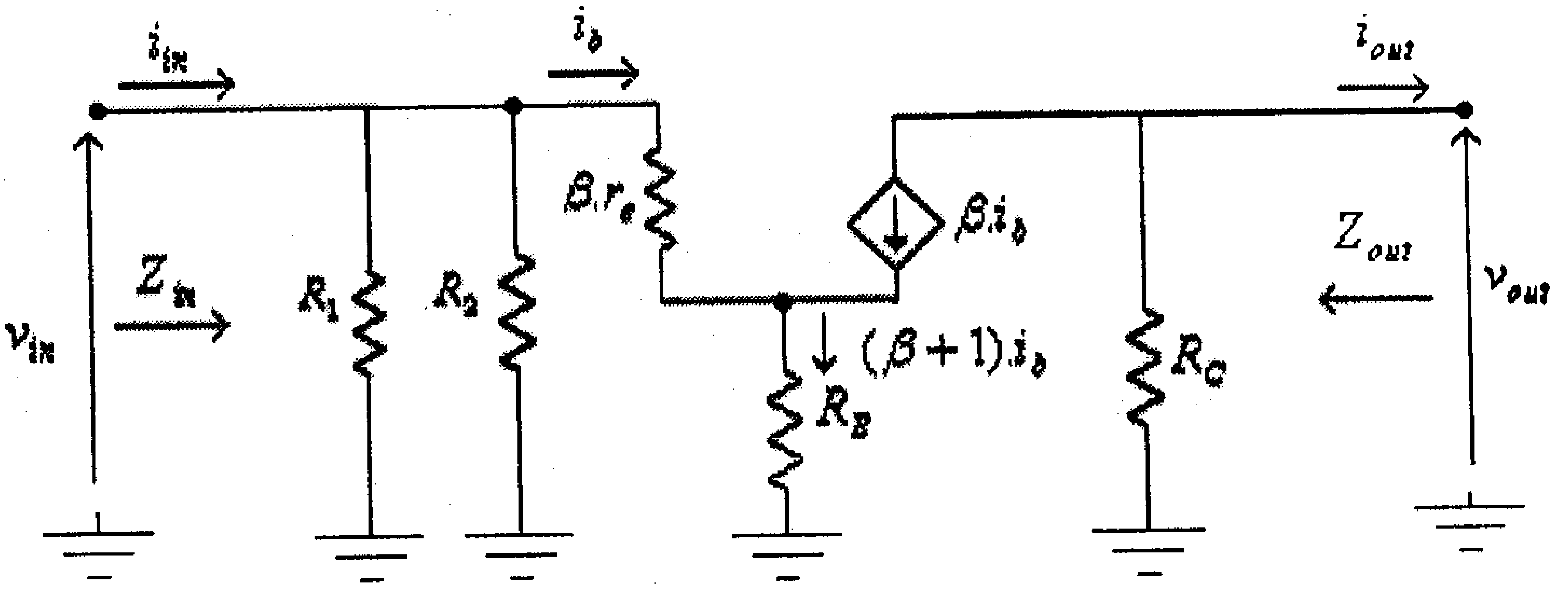
$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

الدائرة المكافئة للتيار المتردد، هي كما في الشكل التالي:



شكل (39)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الـــشكل التالي:



شكل (40)

(لاحظ أن هذه الدائرة مشابهة للدائرة المكافئة لدائرة إنحياز الباعث).

من هذا الشكل:

$$R_B = R_1 \| R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10x10^3(5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 3.33x10^3\,\Omega = 3.33k\Omega$$

$$Z_{in} = R_B \| \beta.(r_e + R_E) = \frac{R_B.[\beta.(r_e + R_E)]}{R_B + \beta.(r_e + R_E)} = \frac{3.33x10^3[300x(6.05+1000)]}{3.33x10^3 + 300x(6.05+1000)} = 3.29k\Omega$$

$$Z_{out} = R_C = 1k\Omega$$

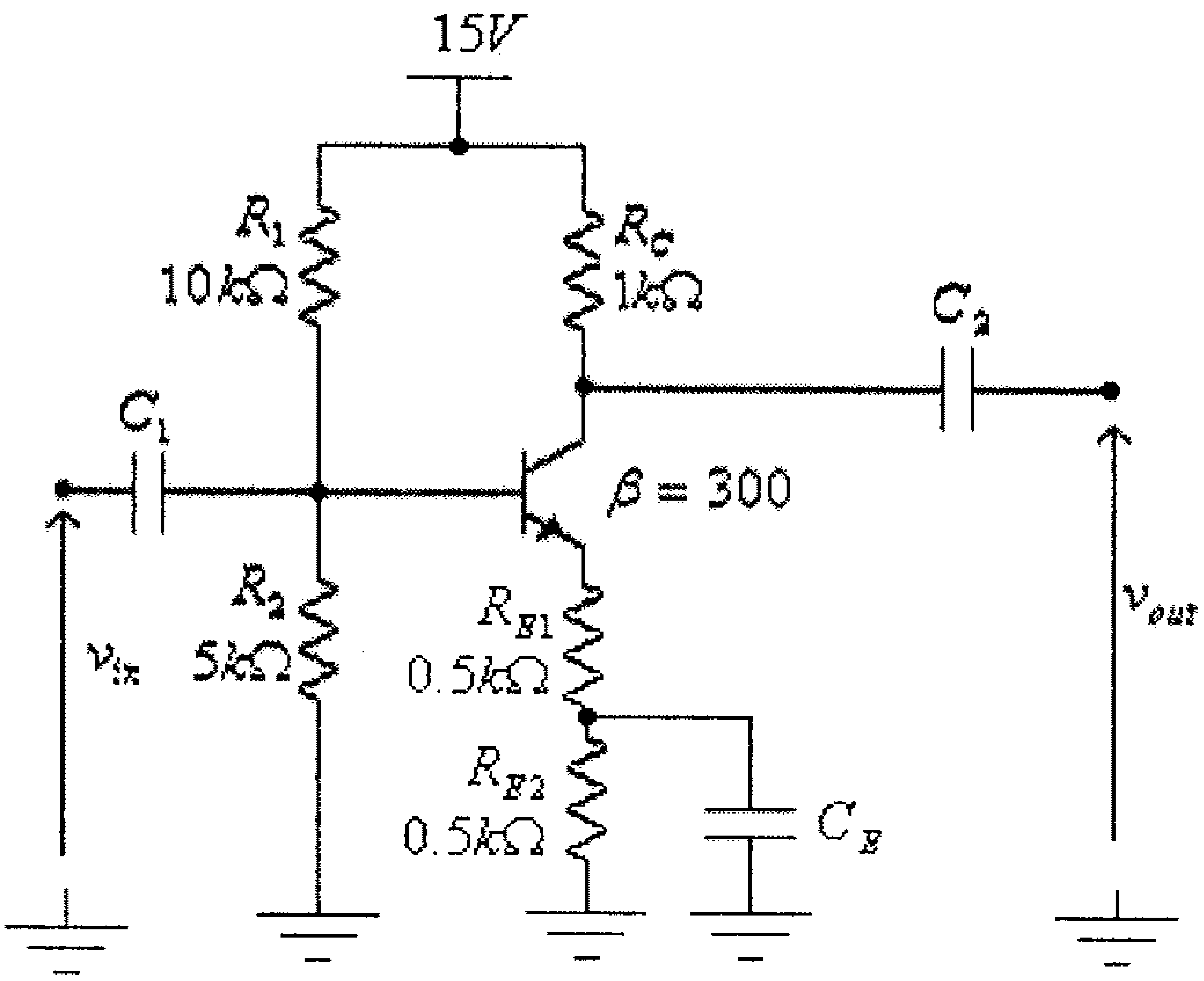
$$A_{VO} = -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{1000}{1000} = -1$$

و:

$$v_{out} = A_V.v_{in} = -(1)(0.05)\sin(\omega t) = -0.05\sin(\omega t)$$

لاحظ من هذا المثال أن حذف المكثف C_E قد سبب تقليل قيمة معامـــل تضخيم الجهد، A_V ، بشكل كبير.

مثال (9): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO}



شكل (41)

الحل:

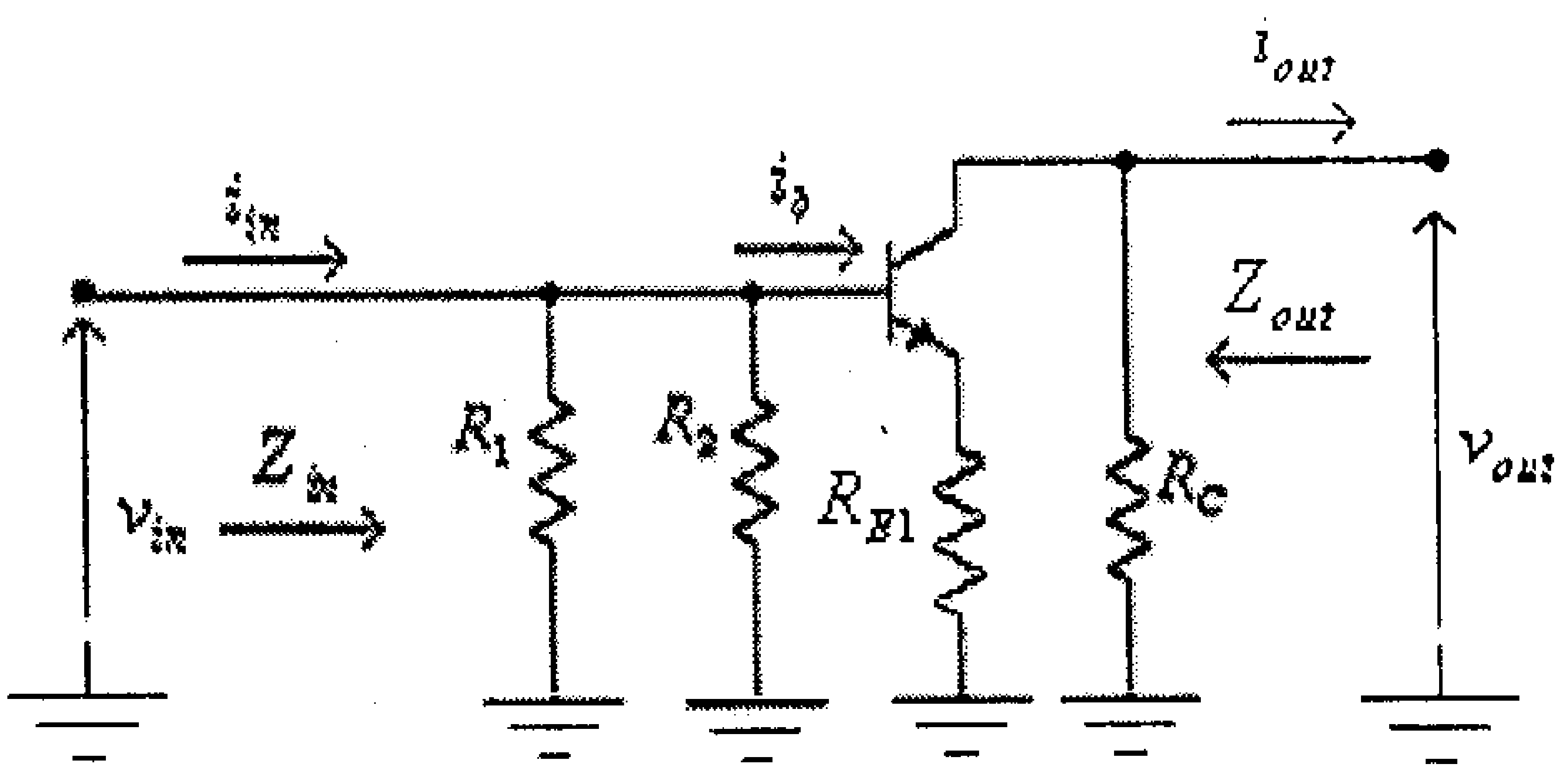
دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي نفسها كما في المثال السابق، وذلك لأنه وعند حذف المكثف C_E تصبح المقاومتان R_{E1} و R_{E2} موصولتان على التوالي، ومكافئتهما تساوي:

$$R_E = R_{E1} + R_{E2} = 1k\Omega$$

وبالتالي، فإن:

$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

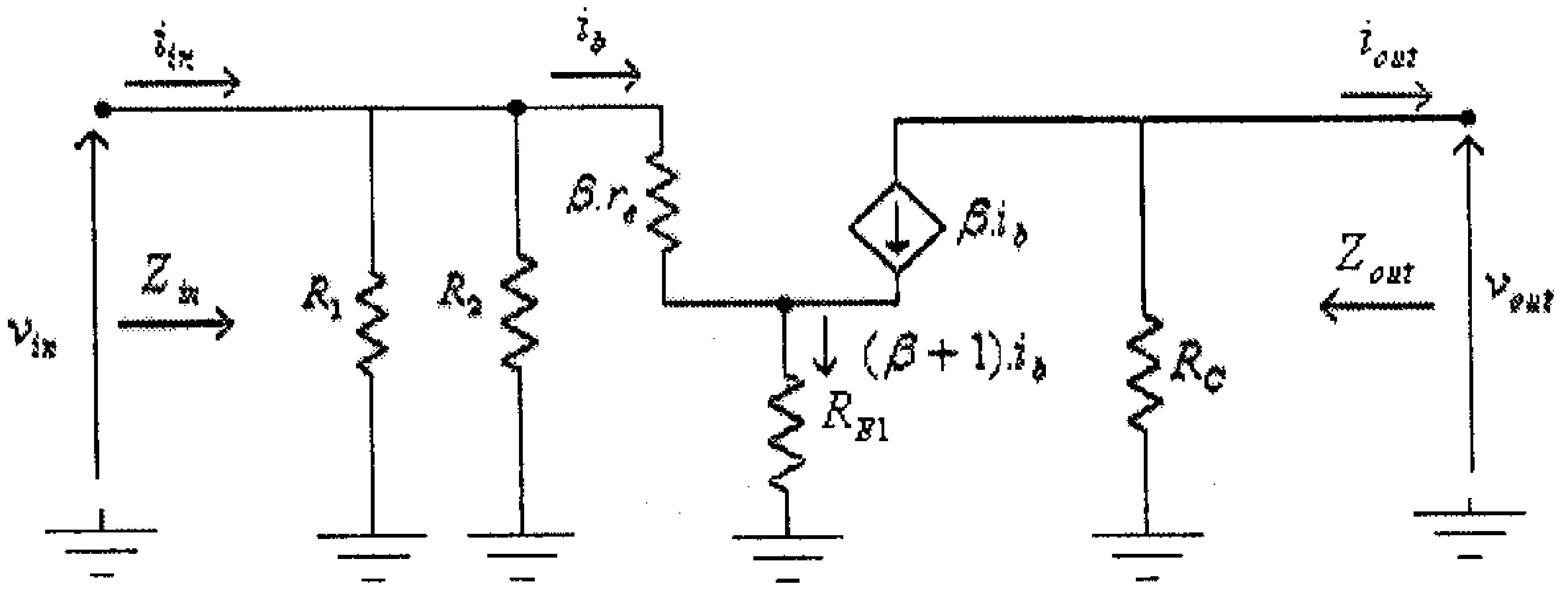
الدائرة المكافئة للتيار المتردد، هي كما في الشكل التالي:



شكل (42)

لاحظ أن المكثف C_E يشكل دارة قصر (short-circuit) بين طرفي المقاومة R_{E2}.

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي:



شكل (43)

من هذا الشكل:

$$R_B = R_1 \| R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10x10^3(5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 3.33x10^3\,\Omega = 3.33k\Omega$$

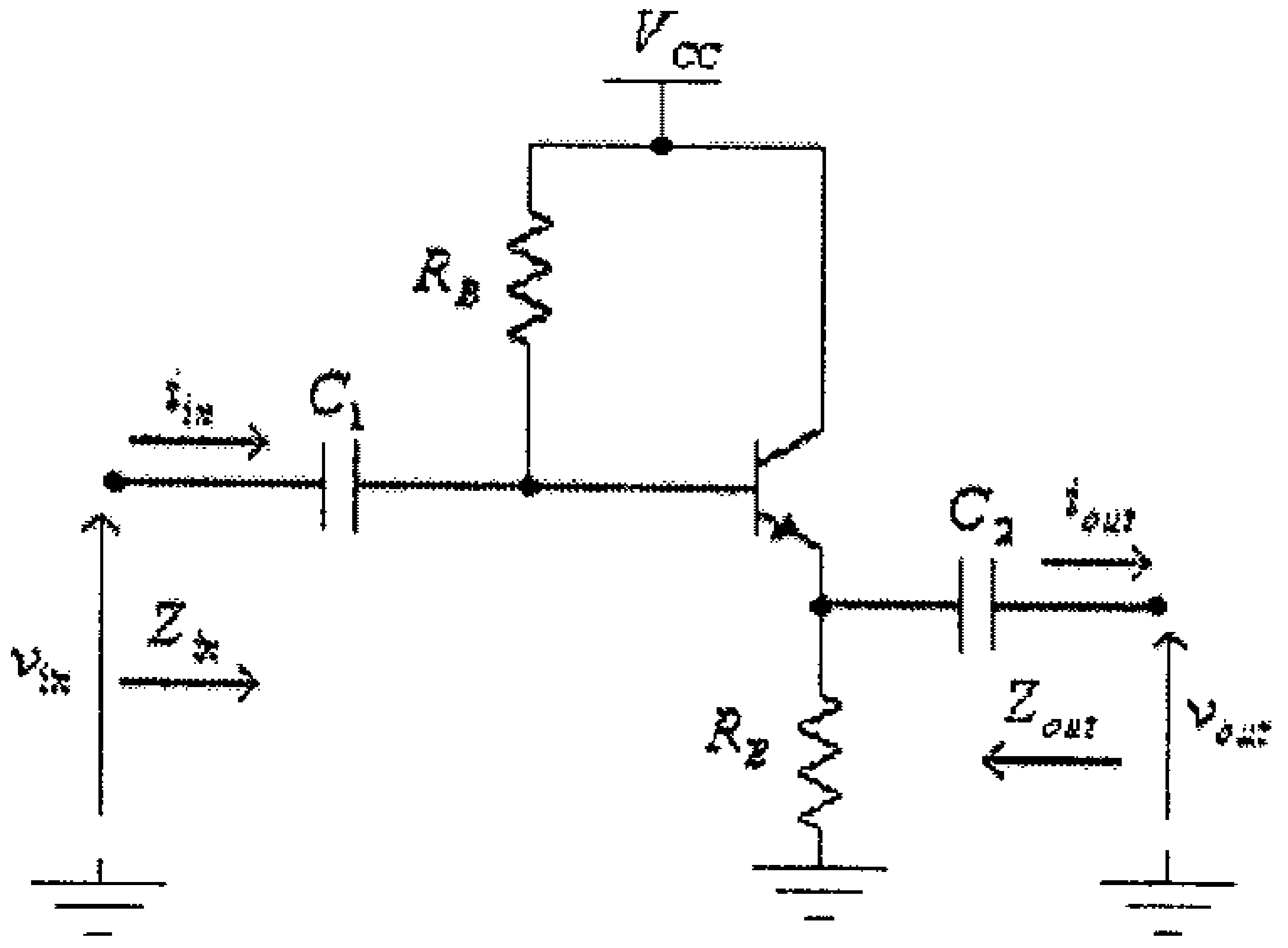
$$Z_{in} = R_B \| \beta.(r_e + R_{E1}) = \frac{R_B \cdot [\beta.(r_e + R_{E1})]}{R_B + \beta.(r_e + R_{E1})} = \frac{3.33x10^3[300x(6.05+500)]}{3.33x10^3 + 300x(6.05+500)} = 3.26k\Omega$$

$$Z_{out} = R_C = 1k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{R_{E1}} = -\frac{1000}{500} = -2$$

2.6 دائرة المُجمع المشترك أو دائرة تابع الباعث

الشكل التالي يبين دائرة تابع الباعث (Emitter-follower) أو دائرة المُجمع المشترك (Common-collector).



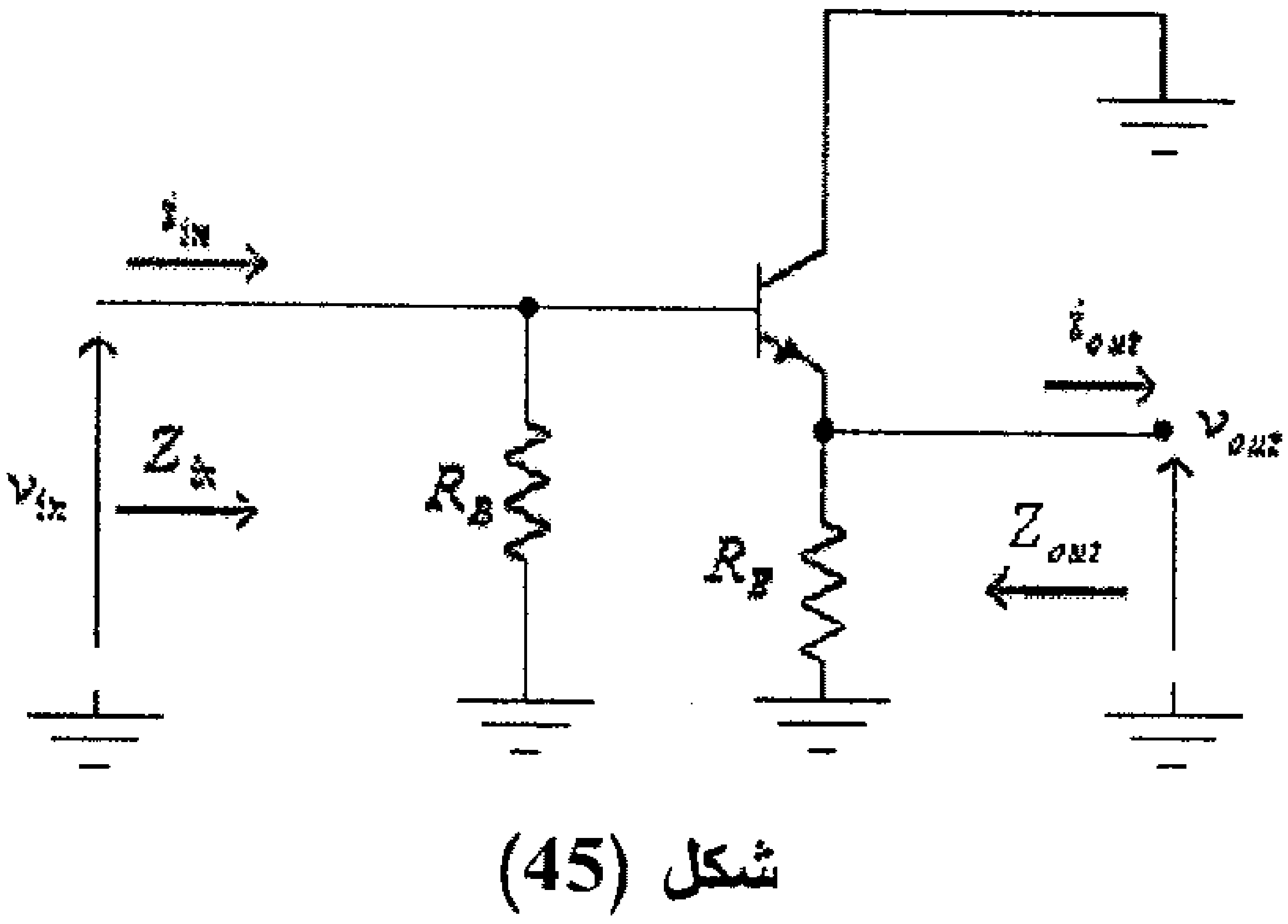
شكل (44)

لاحظ أن الفولطية المخرجية دائماً أقل من الفولطية المدخلية بمقدار هبوط الجهد بين القاعدة والباعث، أي أن:

$$v_{out} = v_{in} - v_{be} = v_{in} - 0.7$$

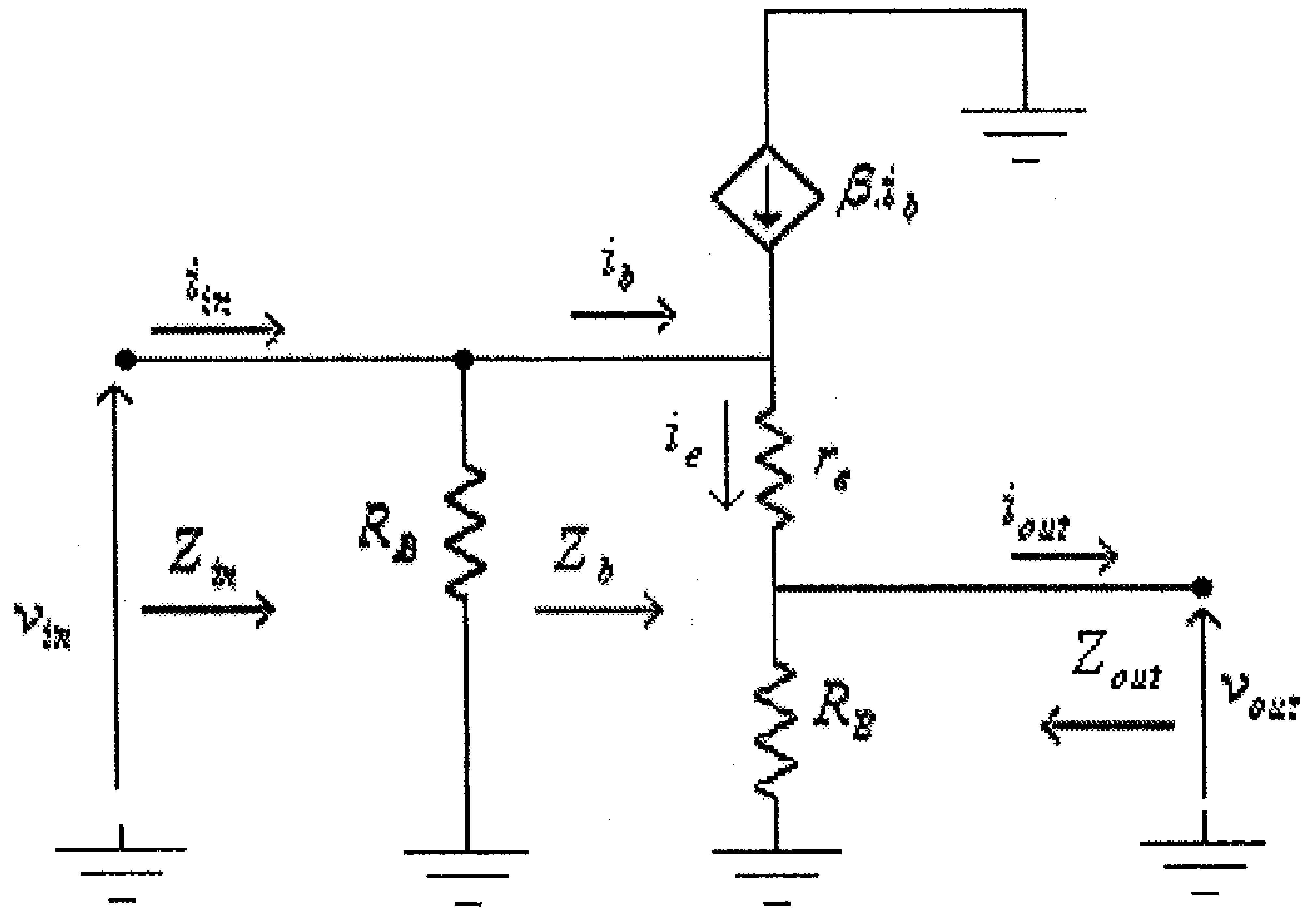
وهذا يعني أن الفولطية المخرجية تتبع بتغيرها الفولطية المدخلية، ومن هنا جاء إسم هذه الدائرة وهو تابع الباعث (emitter-follower).

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (45)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة والمبينة في الشكل (31) من الوحدة السابقة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (46)

من هذه الدائرة:

$$v_{in} = i_e.(r_e + R_E) = \beta.i_b.(r_e + R_E)$$

و:

$$Z_b = \frac{v_{in}}{i_b} = \beta.(r_e + R_E)$$

وحيث أنه عادةً ما تكون المقاومة R_E أكبر كثيراً من المقاومة r_e، فإن:

$$Z_b \approx \beta.R_E$$

وبالتالي فإن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة هي:

$$Z_{in} = R_B \| Z_b \approx \frac{R_B.\beta.R_E}{R_B + \beta.R_E}$$

وكذلك:

$$v_{out} = i_e.R_E$$

ولكن:

$$v_{in} = i_e.(r_e + R_E)$$

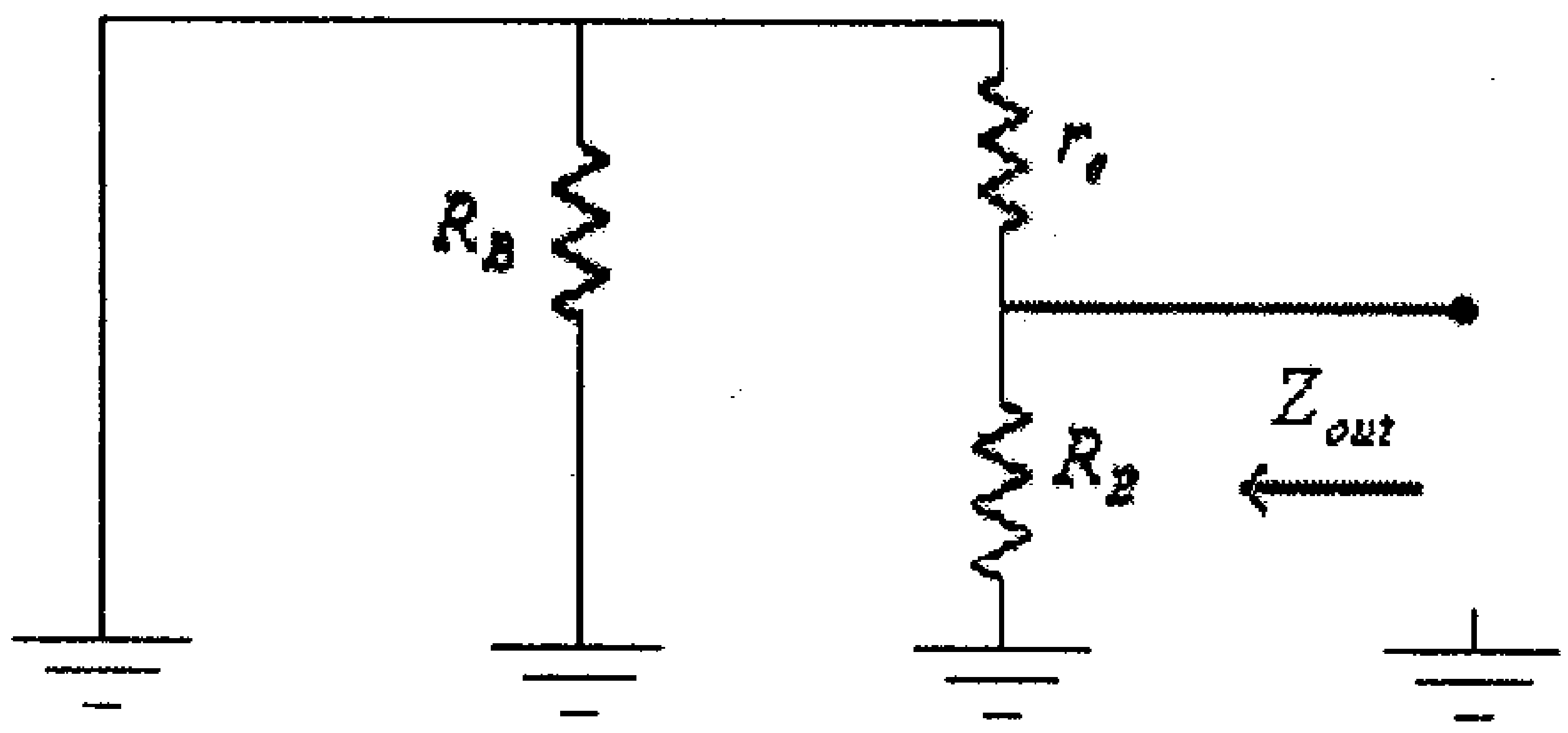
أي أن معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_e.R_E}{i_e.(r_e + R_E)} = \frac{R_E}{(r_e + R_E)} \approx 1$$

وذلك لأنه عادةً ما تكون:

$$R_E >> r_e$$

ولمّا كانت الممانعة المخرجية تقاس بين الطرفين المخرجيين للدائرة عندما تكون الإشارة المدخلية تساوي صفراً (أي إستبدال v_{in} بدارة قصر)، فإن الدائرة المكافئة، والتي يتم منها حساب قيمة الممانعة المخرجية، هي كما في الشكل التالي.



شكل (47)

لاحظ أنه في هذه الدائرة:

- تم إستبدال v_{in} بدارة قصر (short-circuit) لأنه مصدر فولطية.
- تم حذف مصدر التيار $\beta.i_b$، وذلك لأنه عندما تكون قيمة v_{in} تساوي صفراً، فإن قيمة i_b تساوي أيضاً صفراً ، وبالتالي فإن مصدر التيار $\beta.i_b$ يكافىء دارة مفتوحة (open-circuit).

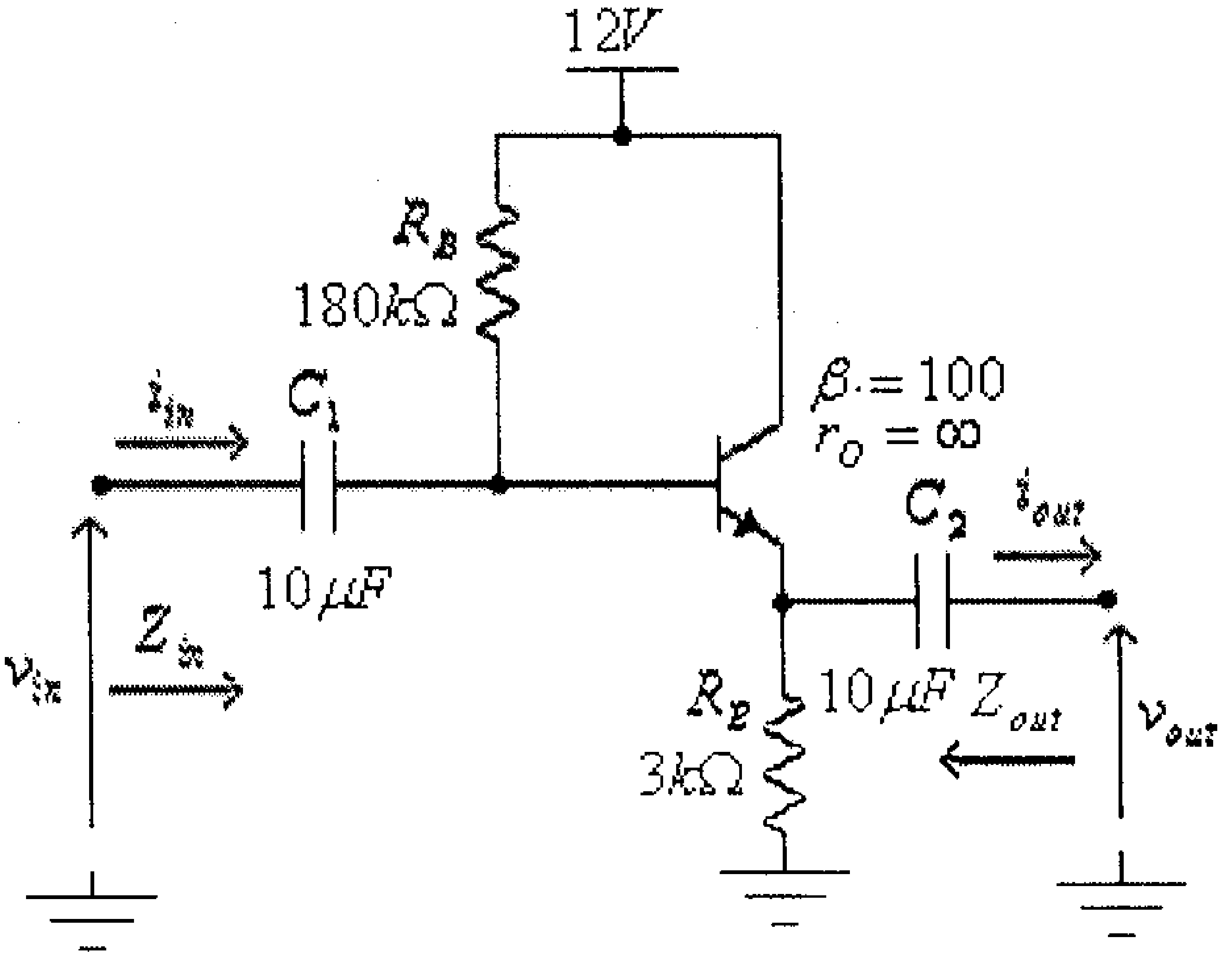
- المقاومتين r_e و R_E موصولتين على التوازي ومحصلتهما هي الممانعة المخرجية Z_{out}، أي أن:

$$Z_{out} = r_e \| R_E \approx r_e$$

وذلك لأنه عادةً ما تكون:

$$R_E >> r_e$$

مثال (10): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من Z_{in} , Z_{out} و A_{VO}



شكل (48)

الحل: من دائرة الإنحياز:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{12 - 0.7}{180x10^3 + 101x3x10^3} = 23.4x10^{-6}\,A = 23.4\mu A$$

$$I_E = (\beta + 1).I_B = 101(23.4x10^{-6}) = 2.4x10^{-3}\,A = 2.4mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{2.4mA} = 10.8\Omega$$

$$Z_b = \beta.(r_e + R_E) = 100.(10.8 + 3x10^3) = 301.1x10^3\,\Omega = 301.1k\Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_b \approx \beta.R_E = 100.(3x10^3) = 300x10^3\Omega = 300k\Omega$$

وبالتالي، فإن:

$$Z_{in} = R_B \| Z_b = \frac{R_B.Z_b}{R_B + Z_b} = \frac{180x10^3(300x10^3)}{180x10^3 + 300x10^3} = 112.5x10^3\Omega = 112.5k\Omega$$

$$Z_{out} = r_e \| R_E = \frac{r_e.R_E}{r_e + R_E} = \frac{10.8(3x10^3)}{10.8 + 3x10^3} = 10.76\Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{out} \approx r_e = 10.8\Omega$$

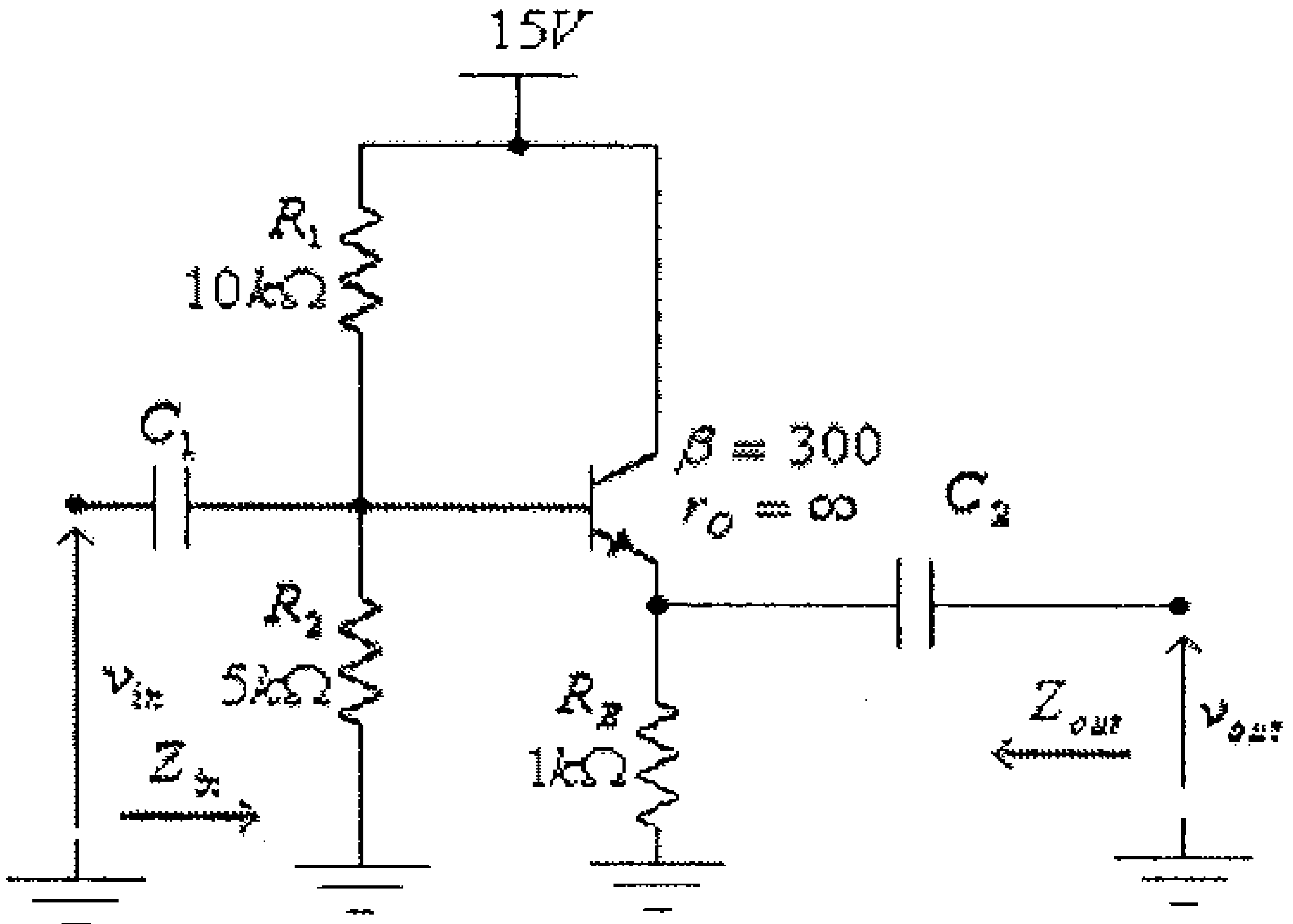
و:

$$A_{VO} = \frac{R_E}{(r_e + R_E)} = \frac{3x10^3}{10.8 + 3x10^3} = 0.9964$$

لاحظ كذلك أن:

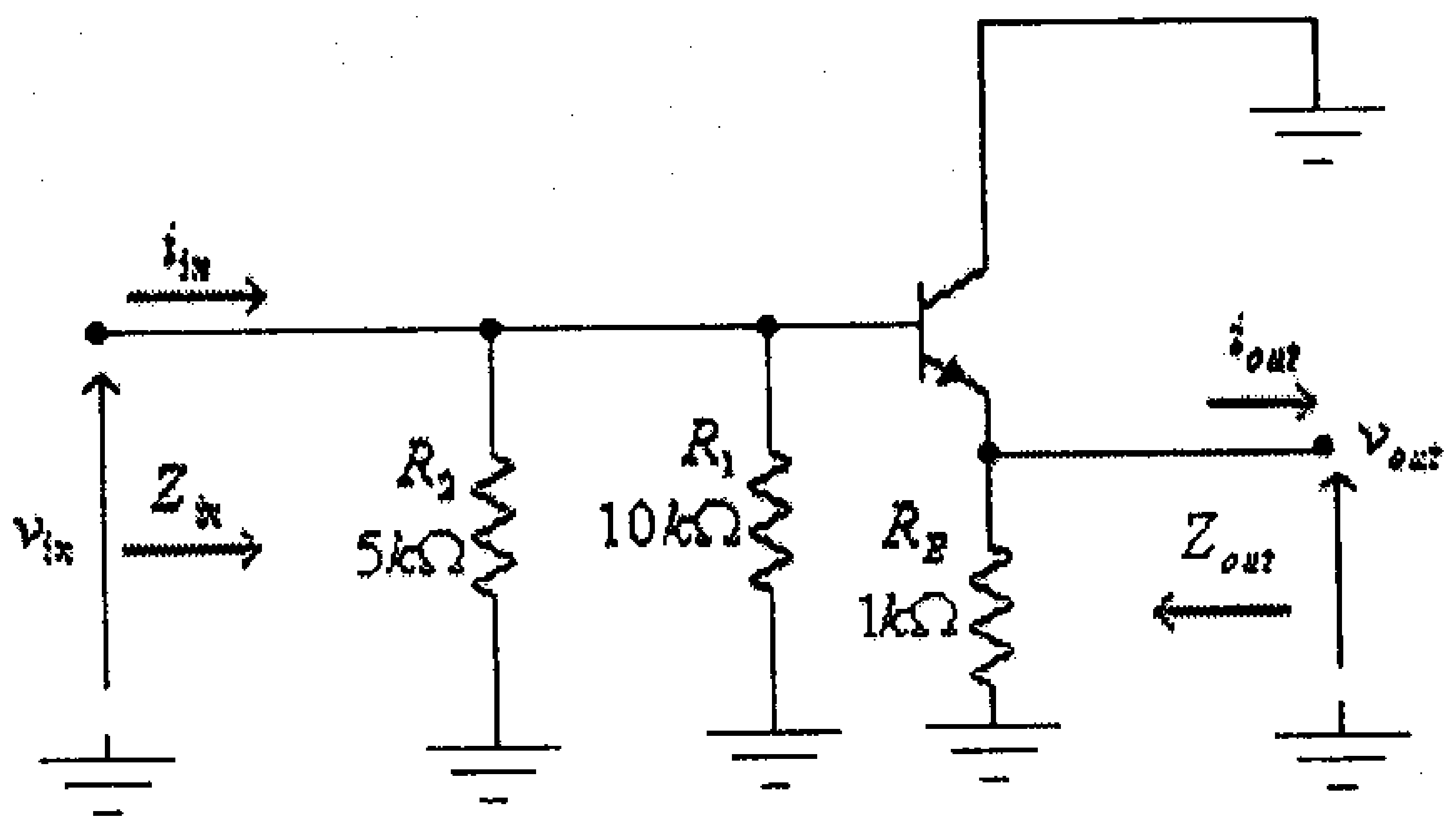
$$A_{VO} \approx 1$$

مثال (11): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO}



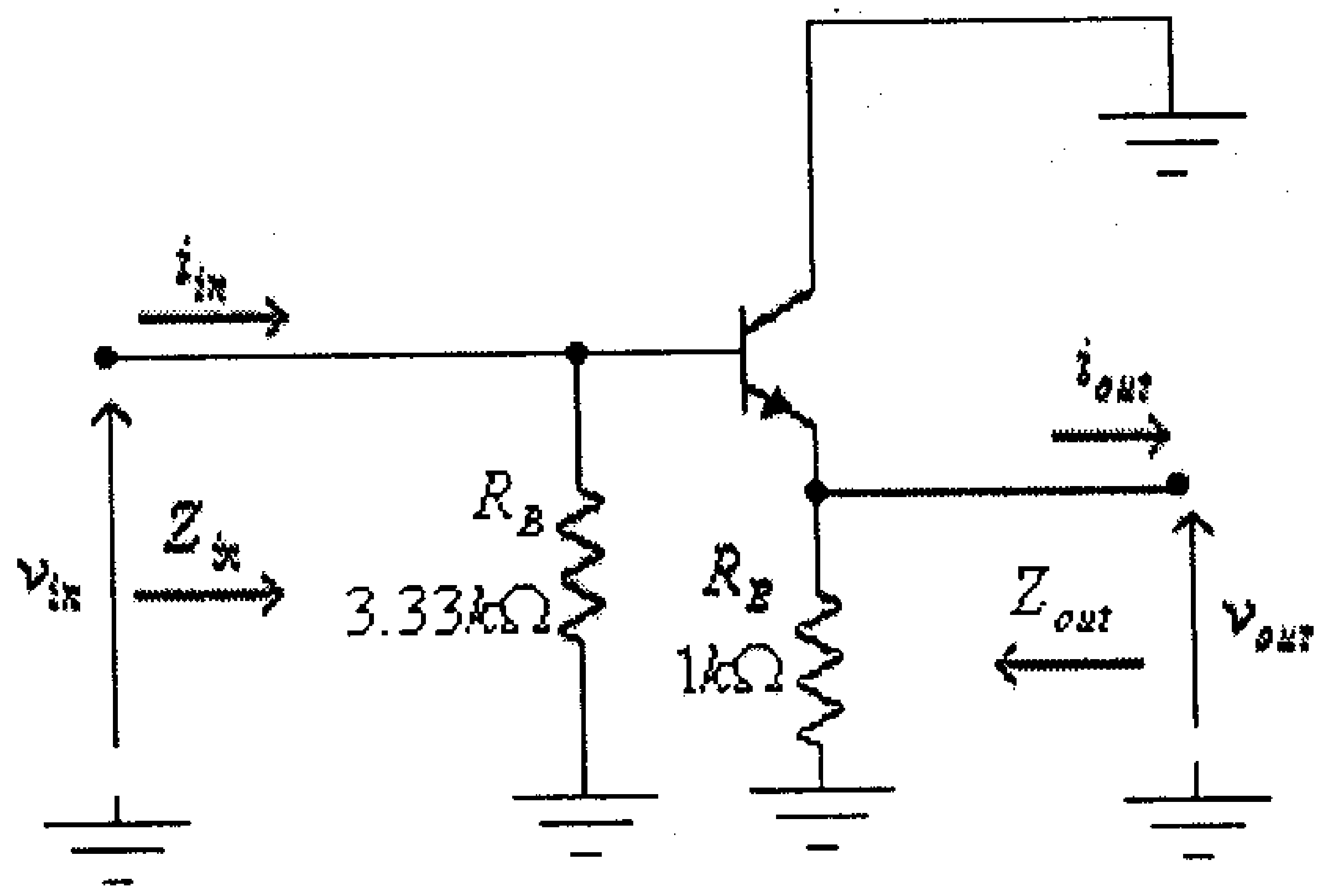
شكل (49)

الحل: الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة مبينة في الشكل التالي.



شكل (50)

وبعد إستبدال المقاومتين R_1 و R_2 الموصولتين على التوازي بمكافئتهما، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (51)

لاحظ أن هذه الدائرة مشابهة لدائرة تابع الباعث والمبينة في شكل (45)، وبالتالي فإن:

$$Z_b = \beta.(r_e + R_E) \approx \beta.R_E$$

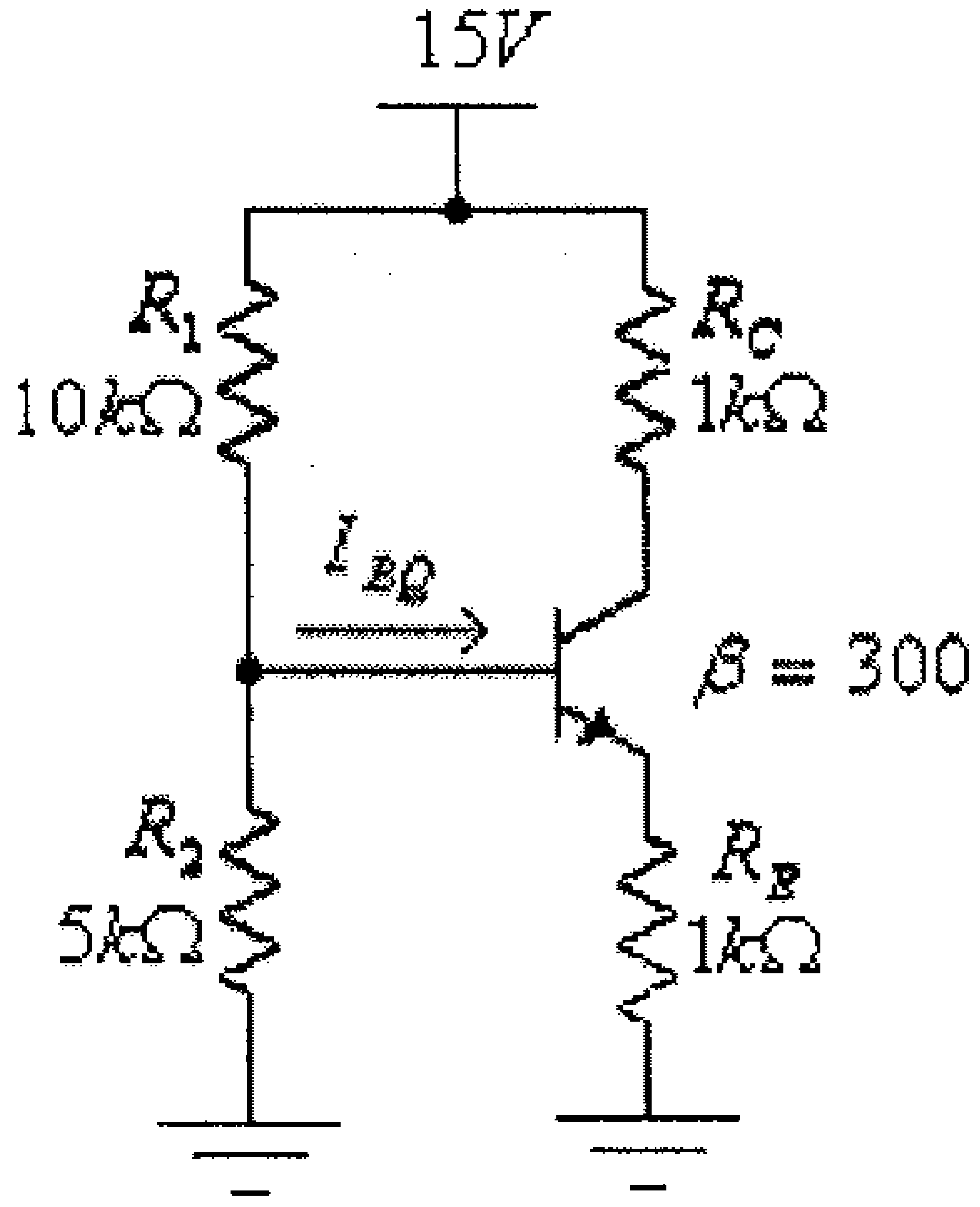
و:

$$Z_{in} = R_B \| Z_b \approx \frac{R_B.\beta.R_E}{R_B + \beta.R_E}$$

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_E}{(r_e + R_E)} \approx 1$$

$$Z_{out} = r_e \| R_E \approx r_e$$

لاحظ كذلك أن قيمة r_e يتم إحتسابها بعد إيجاد تيار إنحياز الباعـــث I_E وذلك من الدائرة المكافئة للتيار المستمر لهذه الدائرة والمبينة في الشكل التالي:



شكل (52)

في هذه الدائرة الشرط $\beta.R_E \geq 10R_2$ محقق، لأن:

$$\beta.R_E = 300(1x10^3) = 300x10^3\,\Omega$$

و:

$$10.R_2 = 10(5x10^3) = 50x10^3\,\Omega$$

لذا يمكن إستخدام الطريقة التقريبية (approximate method) لتحليل دائرة الإنحياز، وعليه فإن:

$$V_{BQ} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15(5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 5V$$

$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E} = \frac{4.3}{1x10^3} = 0.0043A = 4.3mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

وبالتالي فإن:

$$Z_b = \beta.(r_e + R_E) \approx \beta.R_E = 300x1x10^3\Omega = 300k\Omega$$

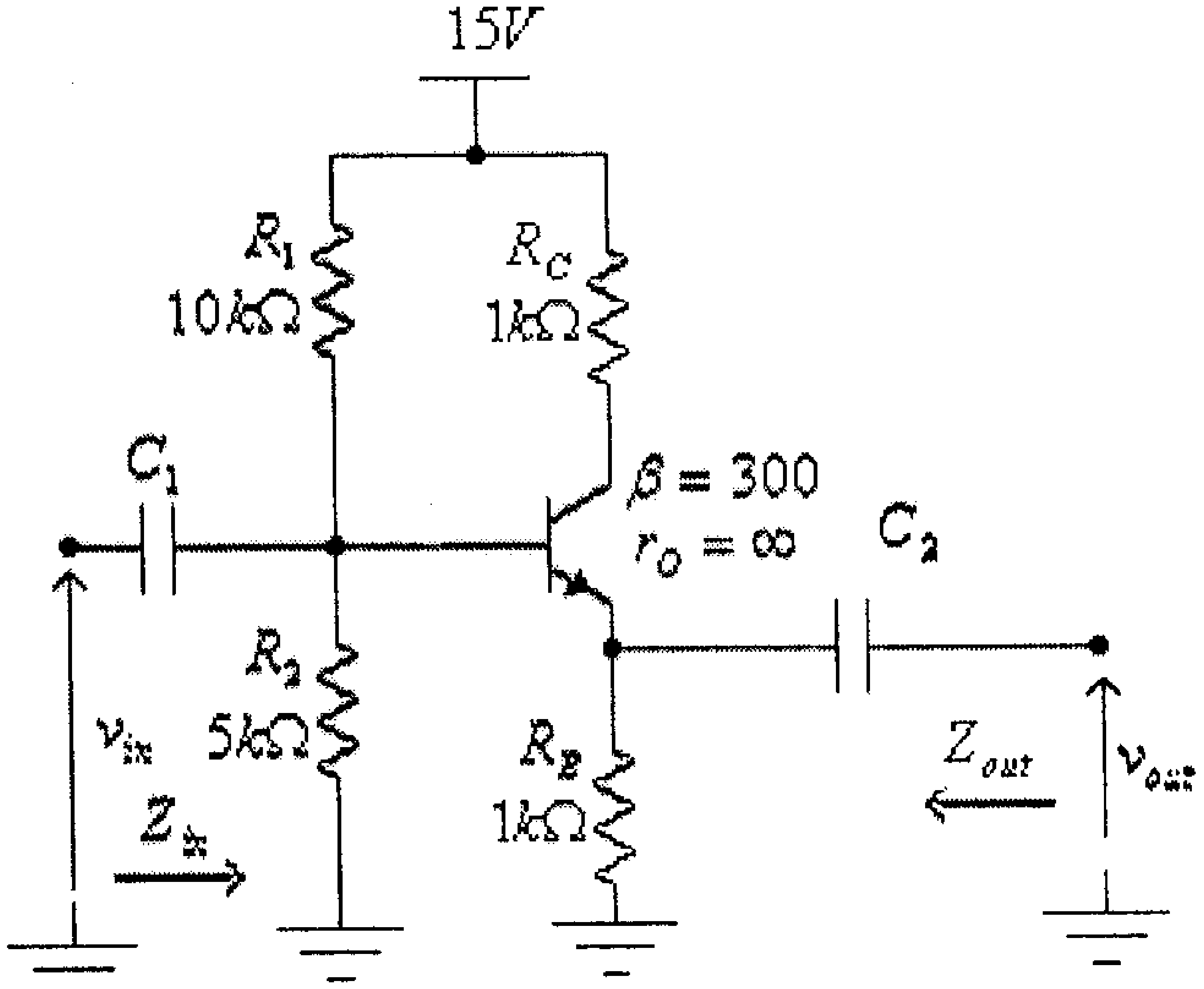
و:

$$Z_{in} = R_B \| Z_b = \frac{R_B.Z_b}{R_B + Z_b} = \frac{3.33x10^3(300x10^3)}{3.33x10^3 + 300x10^3} = 3.29x10^3\Omega = 3.29k\Omega$$

$$A_{VO} = \frac{R_E}{(r_e + R_E)} = \frac{1x10^3}{6.05 + 1x10^3} = 0.994 \approx 1$$

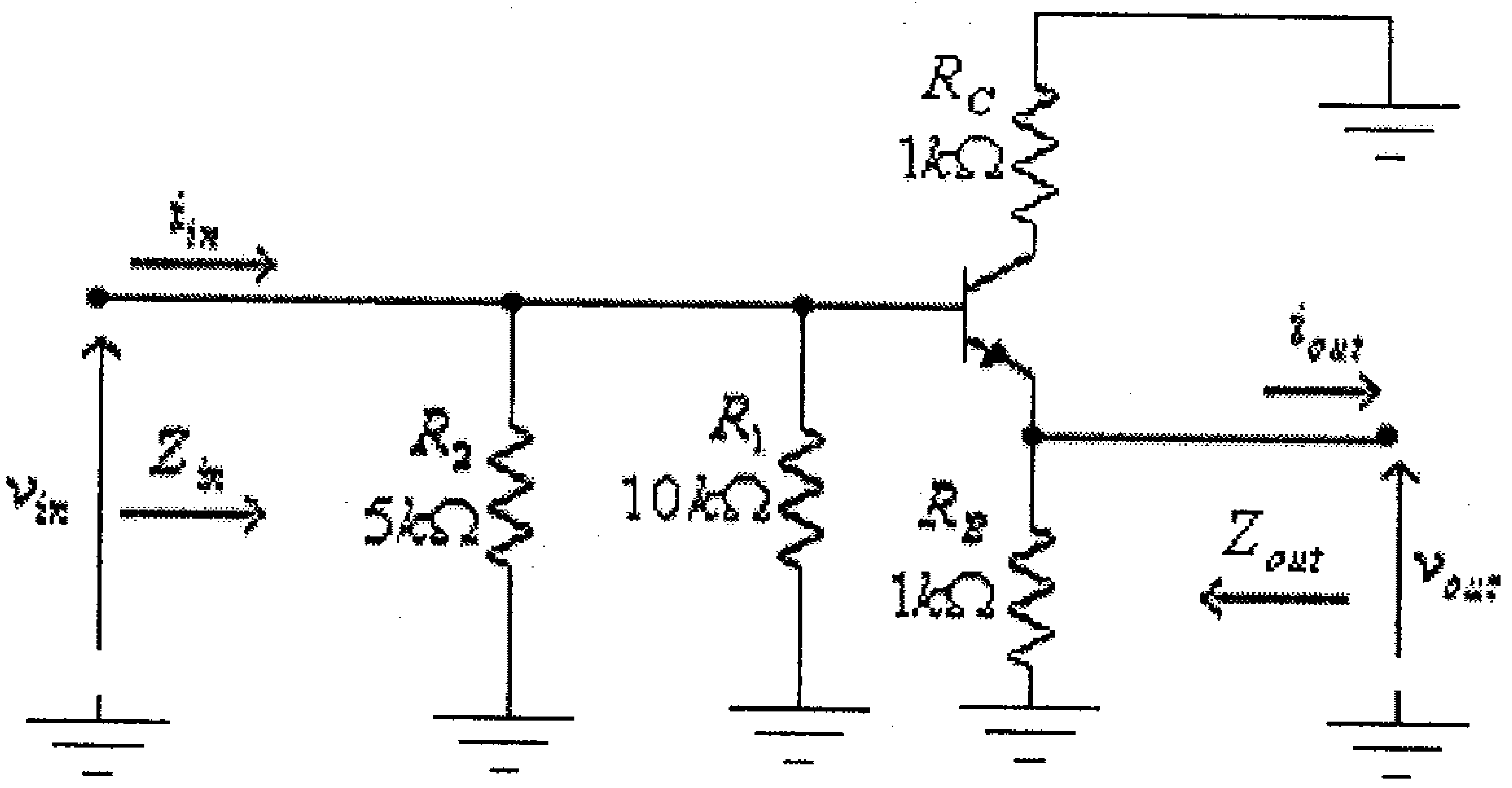
$$Z_{out} = r_e \| R_E = \frac{6.05(1x10^3)}{6.05 + 1x10^3} = 6.014\Omega \approx r_e = 6.05\Omega$$

مثال (12): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من Z_{in}، Z_{out} و A_{VO}.



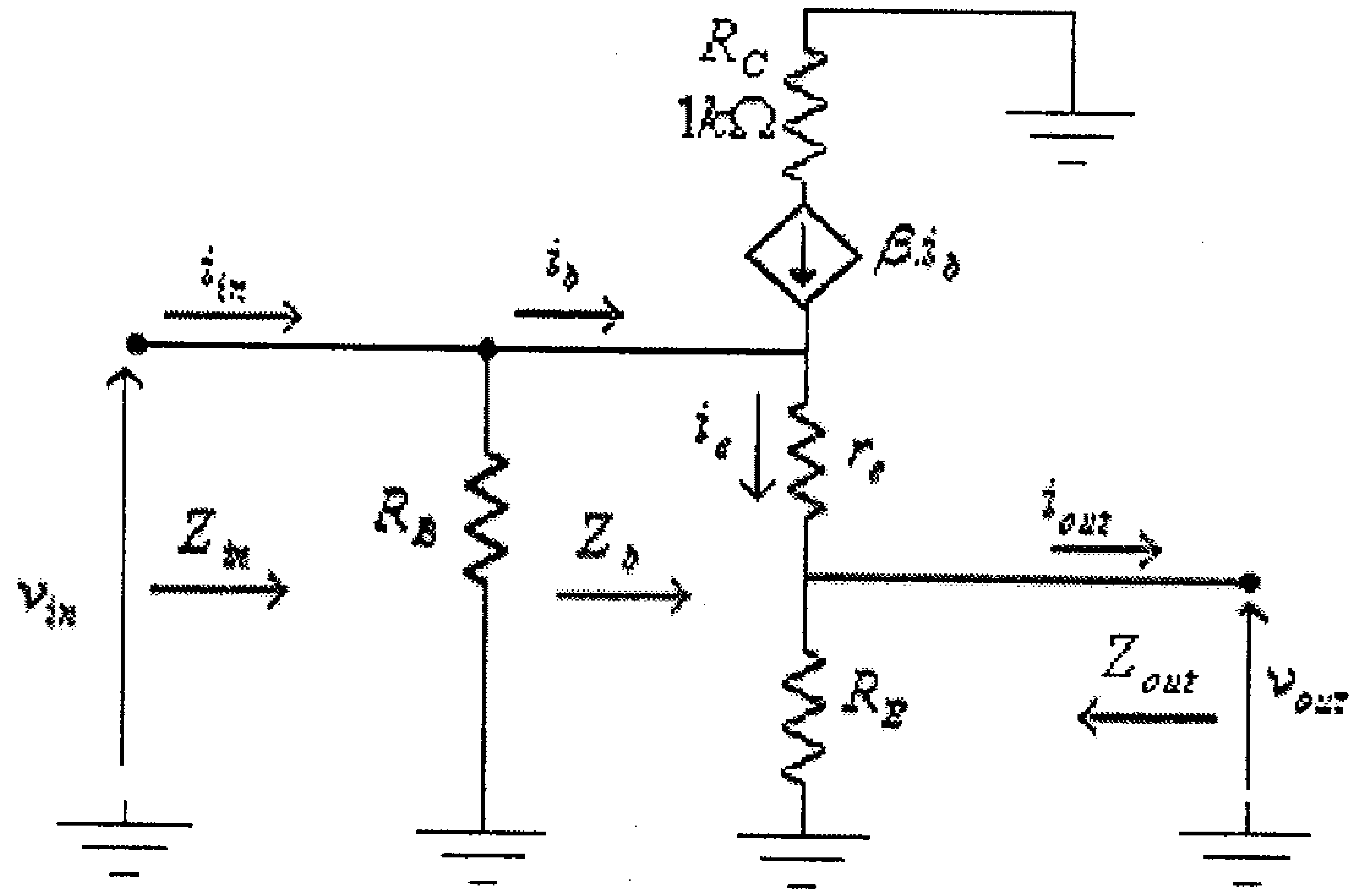
شكل (53)

الحل: الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة مبينة في الشكل التالي.



شكل (54)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.

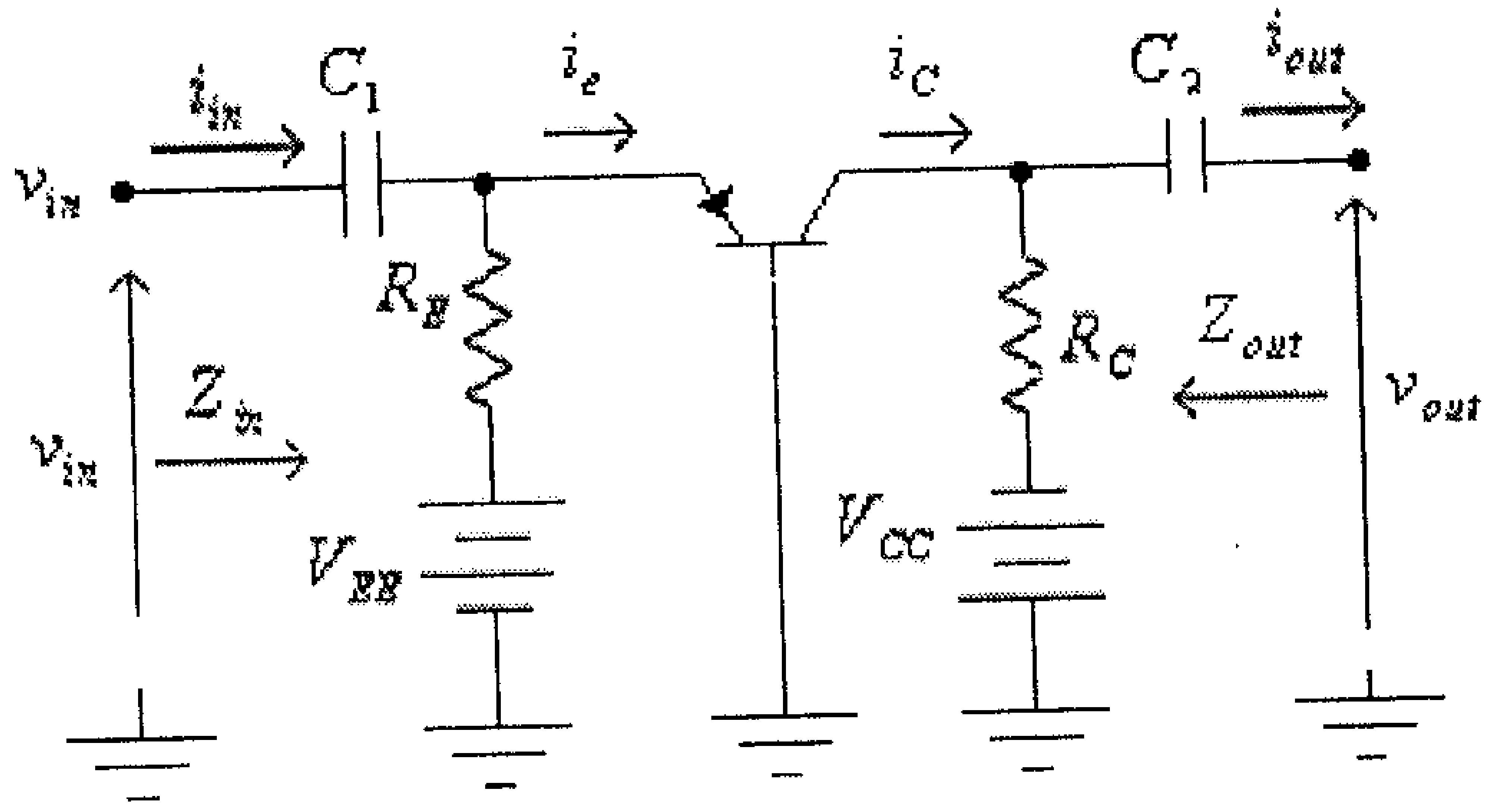


شكل (55)

ولمّا كانت الممانعة الداخلية لمصدر التيار $\beta.i_b$ تساوي المالانهاية فإن المقاومة R_C لا تدخل بتحديد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO}. أي أنه لهذه الدائرة فإن Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO} هي كما في المثال السابق.

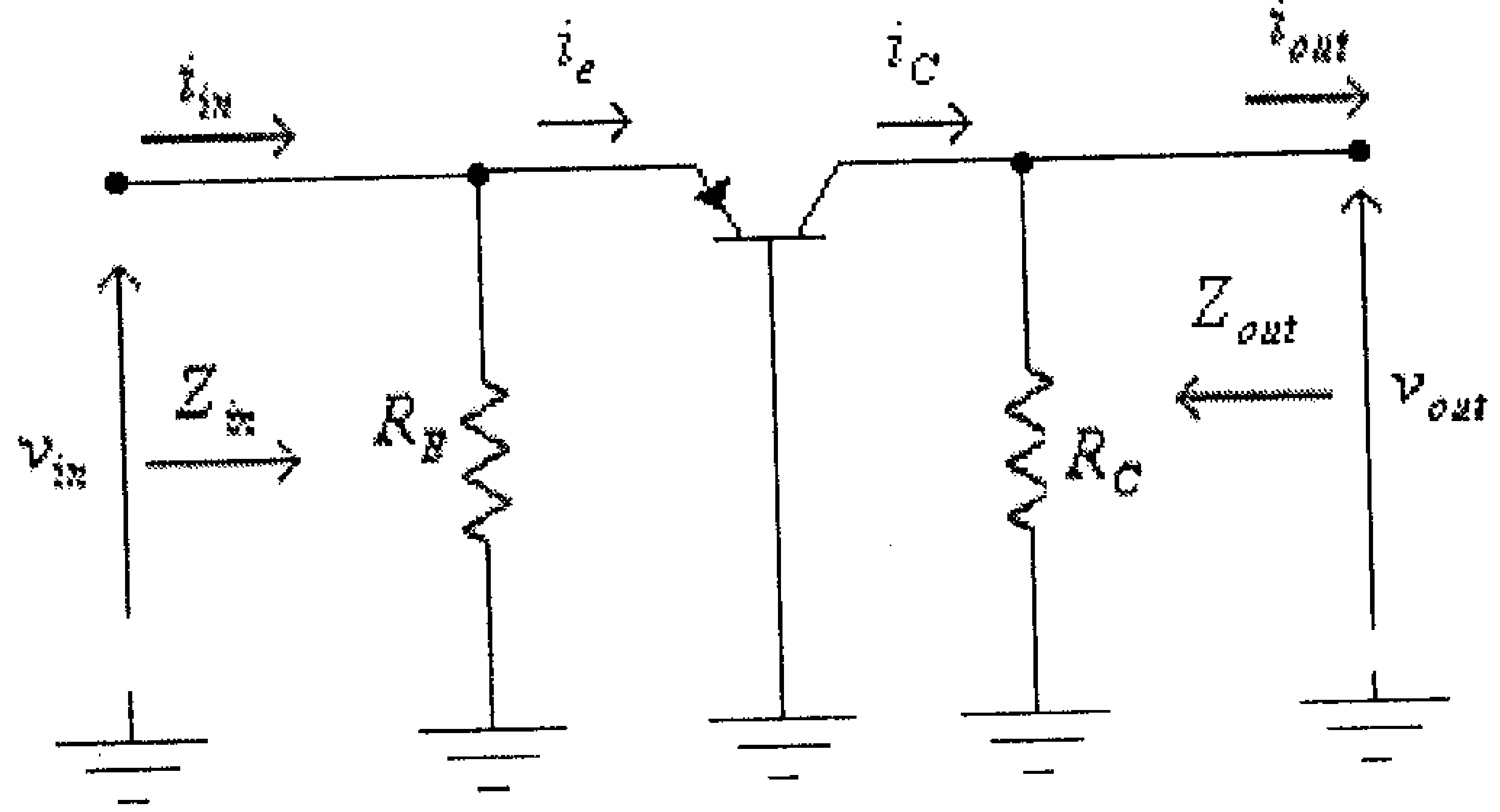
2.7 دائرة القاعدة المشتركة (Common-base Circuit).

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم باستخدام ترانزيستور ثنائي القطبية من النوع pnp موصول بدائرة القاعدة المشتركة.



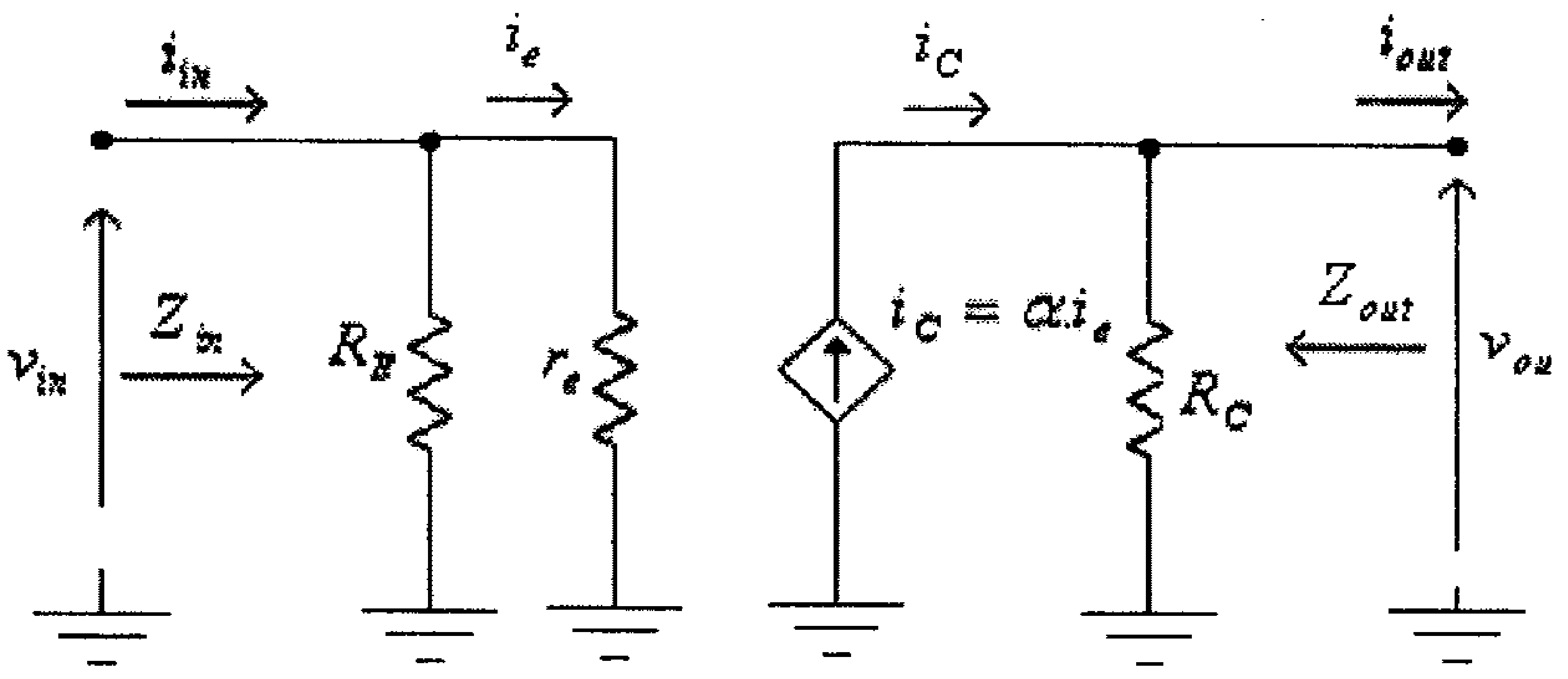
شكل (56)

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (57)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة والمبينة في الشكل (16) من الوحدة السابقة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (58)

من هذه الدائرة:

$$Z_{in} = R_E \| r_e = \frac{R_E.r_e}{R_E + r_e}$$

$$Z_{out} = R_C$$

و:

$$v_{out} = i_C.R_C = \alpha.i_e.R_C$$

ولكن:

$$i_e = \frac{v_{in}}{r_e}$$

أي أن:

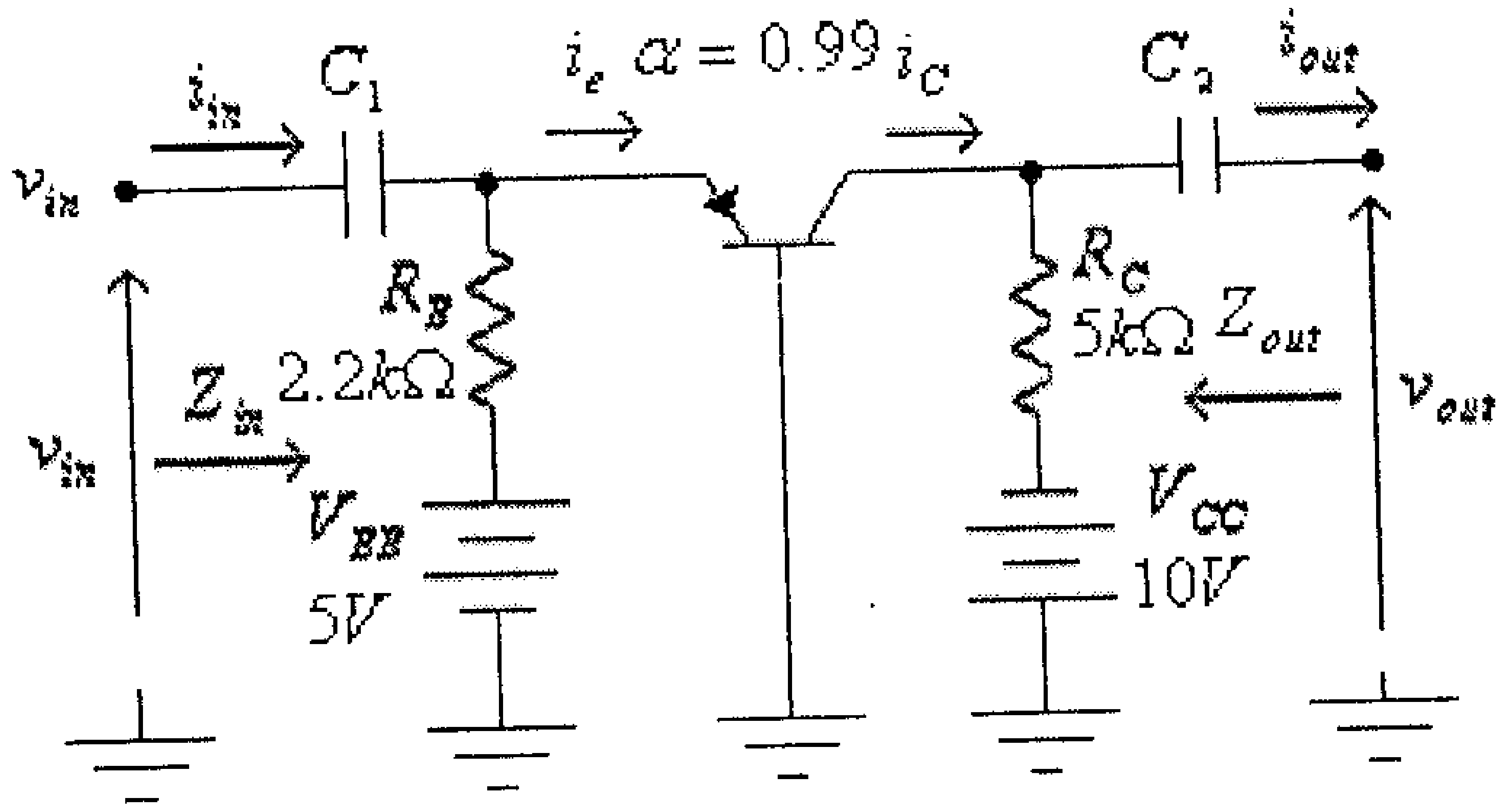
$$v_{out} = \frac{\alpha.v_{in}.R_C}{r_e}$$

وبالتالي فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\alpha.R_C}{r_e} \approx \frac{R_C}{r_e}$$

لاحظ أن إشارتي المدخل والمخرج في هذه الدائرة متطـــابقتين بـــالطور وذلك لأن إشارة معامل تضخيم الفولطية A_{VO} موجبة.

مثال (13): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO} .



شكل (59)

الحل:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{5 - 0.7}{2.2x10^3} = 2x10^{-3}\,A = 2mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{2mA} = 13\Omega$$

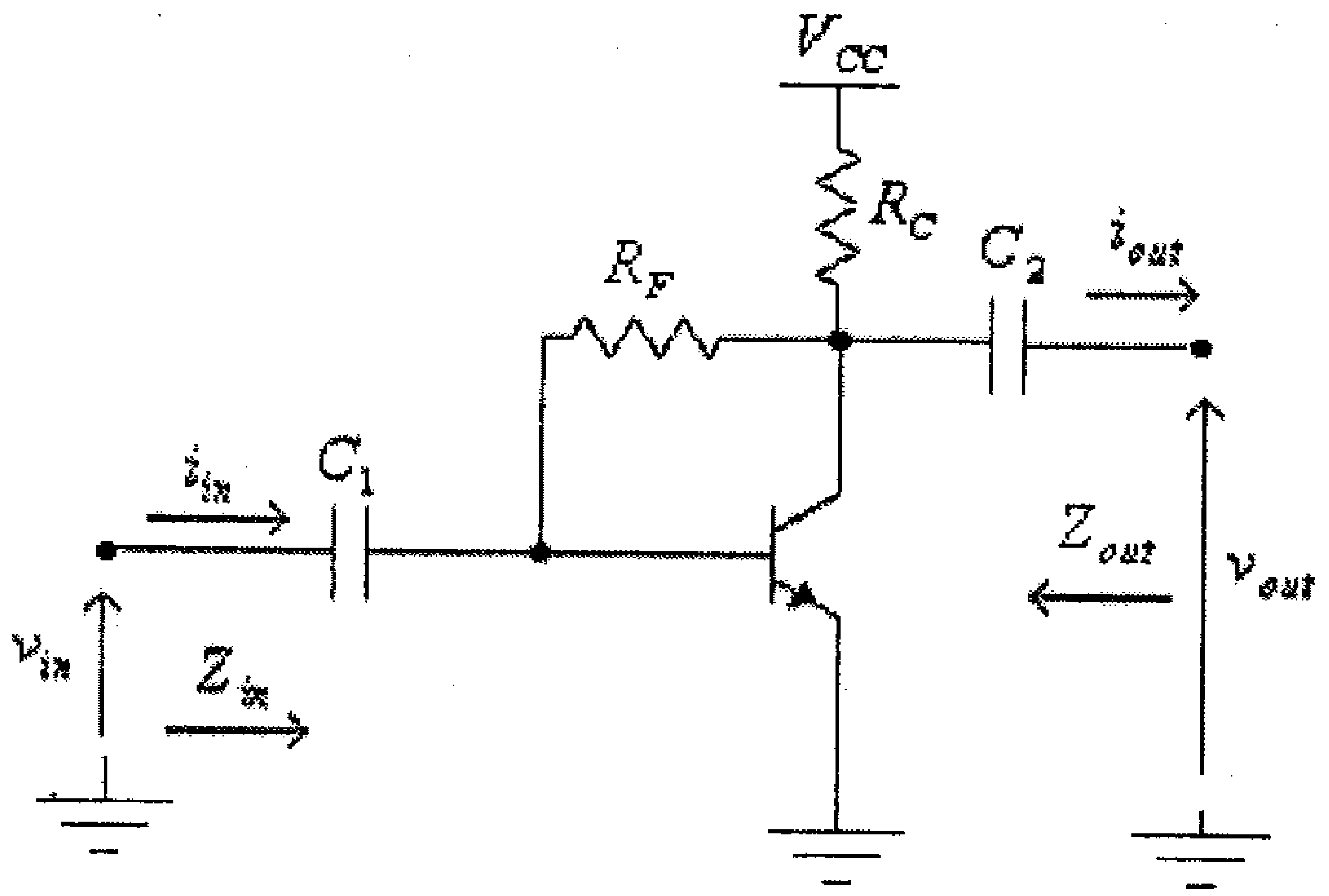
$$Z_{in} = R_E \| r_e = \frac{R_E . r_e}{R_E + r_e} = \frac{2.2x10^3(13)}{2.2x10^3 + 13} = 12.92\Omega$$

$$Z_{out} = R_C = 5k\Omega$$

$$A_{VO} = \frac{\alpha . R_C}{r_e} = \frac{0.99(5x10^3)}{13} = 380.8$$

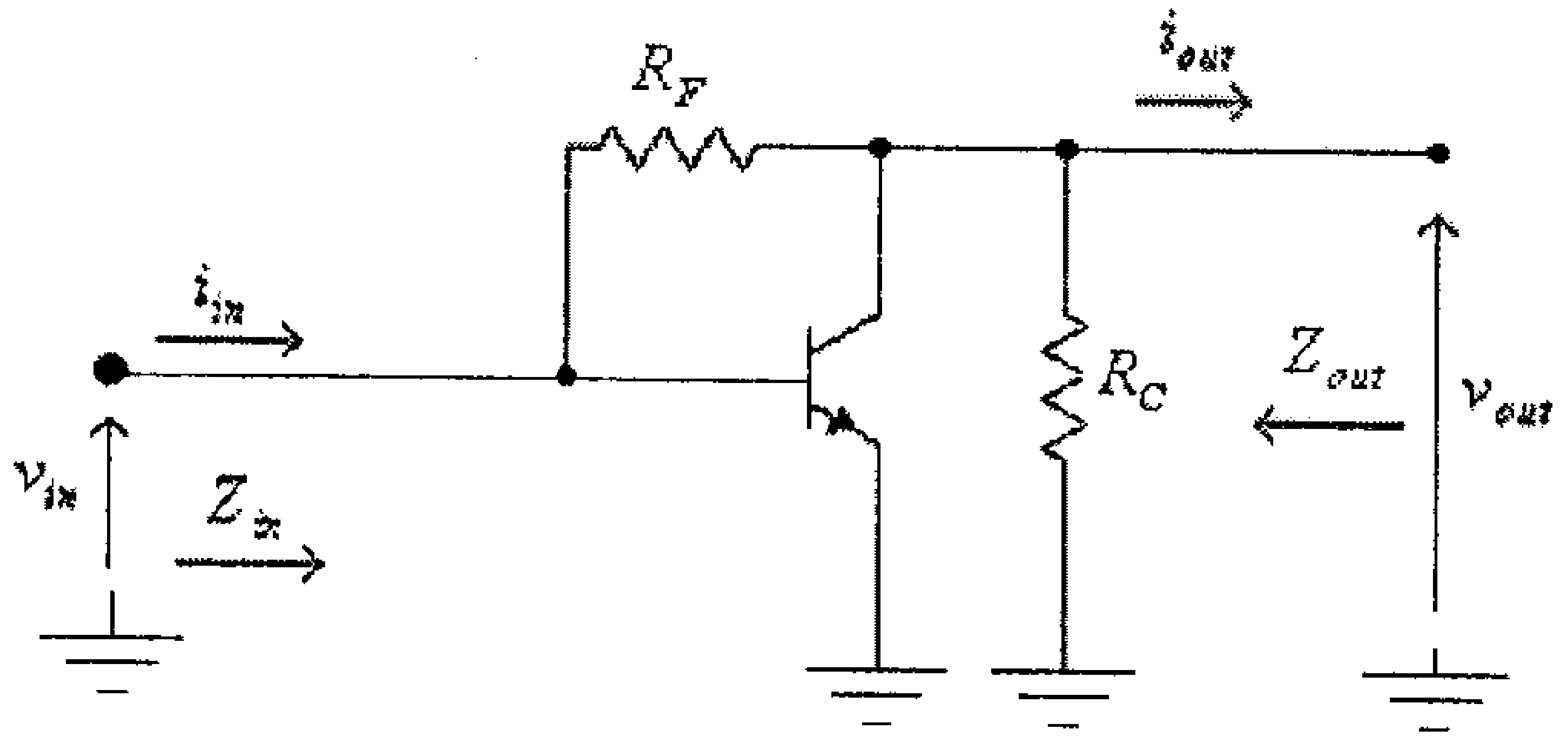
2.8 دائرة إنحياز مع فولطية راجعة (Bias Circuit With Voltage Feedback)

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم الباعث المشترك مع إنحيـــاز بفولطيـــة راجعة.



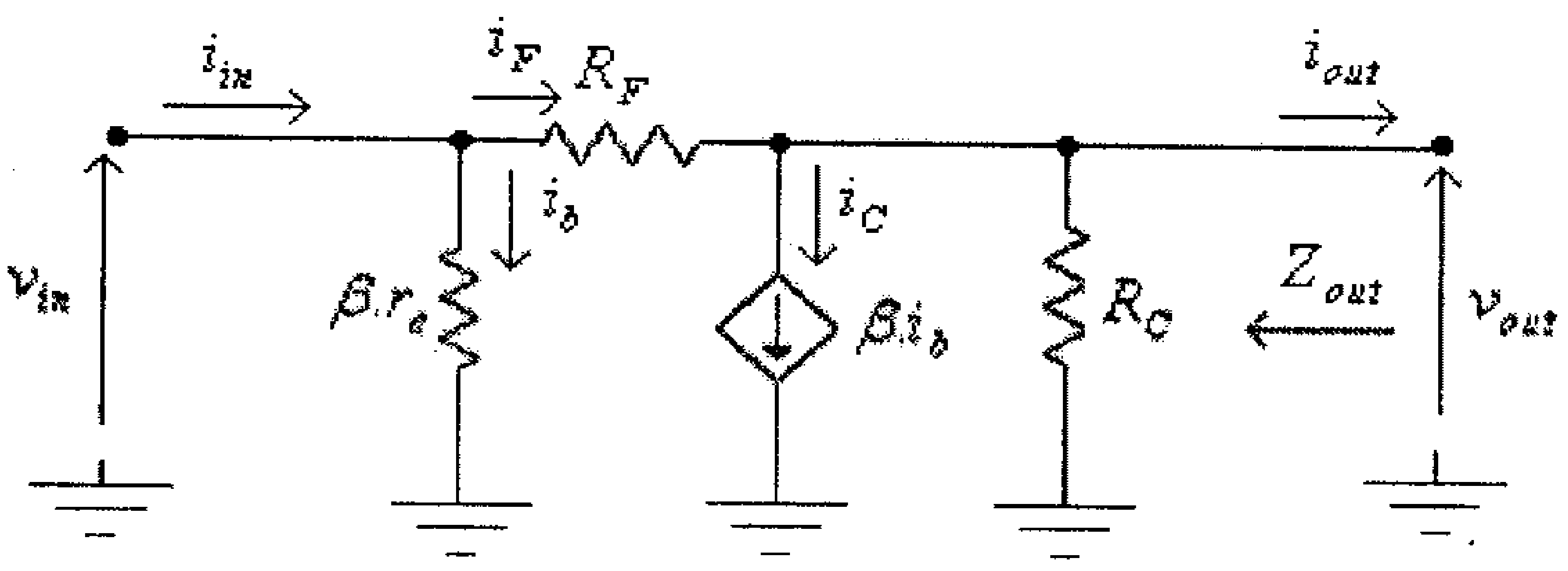
شكل (60)

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (61)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما فـــي الشكل التالي.



شكل (62)

من هذه الدائرة:

$$i_{in} = i_b + i_F \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

و:

$$i_b = \frac{v_{in}}{\beta . r_e} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

$$i_F = \frac{v_{in} - v_{out}}{R_F} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3)$$

أي أن:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{\beta . r_e} + \frac{v_{in} - v_{out}}{R_F} = \frac{v_{in}}{\beta . r_e} + \frac{v_{in}}{R_F} - \frac{v_{out}}{R_F} \quad \ldots\ldots(4)$$

ولكن:

$$v_{out} = -\beta . i_b . R_C \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(5)$$

(لاحظ أن $\beta . r_e + R_F$ عادةً ما تكون أكبر كثيراً من R_C، أي أن معظـــم تيـــار مصدر التيار $\beta . i_b$ سيمر في المقاومة R_C).

بإستبدال قيمة i_b من المعادلة (2) في المعادلة (5)، نجد:

$$v_{out} = -\beta . \frac{v_{in}}{\beta . r_e} . R_C = -\frac{v_{in} . R_C}{r_e} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(6)$$

وبإستبدال قيمة v_{out} من المعادلة (6) في المعادلة (4)، نجد:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{\beta . r_e} + \frac{v_{in}}{R_F} + \frac{v_{in} . R_C}{r_e . R_F}$$

$$i_{in} = v_{in} \left(\frac{1}{\beta . r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C}{r_e . R_F} \right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(7)$$

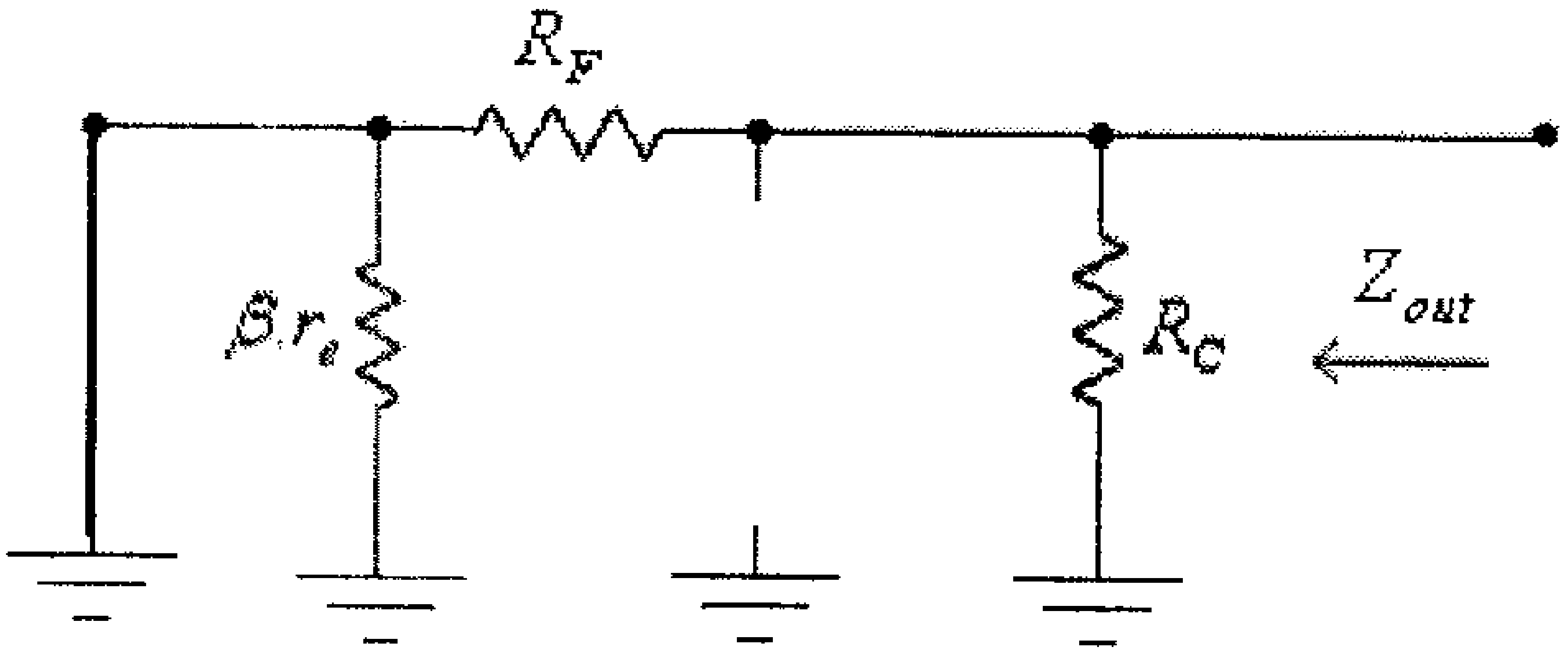
أي أن:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{\beta.r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C}{r_e.R_F}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (8)$$

ولكن قيمة المقاومة R_F عادةً ما تكون كبيرة جداً ، (وبالتالي فإن قيمة $\frac{1}{R_F}$ صغيرة جداً ويمكن إهمالها)، أي أن:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{\beta.r_e} + \frac{R_C}{r_e.R_F}} = \frac{1}{\frac{R_F + \beta.R_C}{\beta.r_e.R_F}} = \frac{\beta.r_e.R_F}{R_F + \beta.R_C} \quad \ldots(9)$$

ولإيجاد الممانعة المخرجية، فعندما تكون الإشارة المدخلية، v_{in}، تساوي صفرا فإن تيار القاعدة للترانزيستور، i_b، يساوي صفراً. وبالتالي فإن قيمة مصدر التيار $\beta.i_b$ يكافيء دارة مفتوحة (open-circuit)، كما في الشكل التالي.



شكل (63)

أي أن الممانعة المخرجية لهذه الدائرة هي:

$$Z_{out} = R_C \| R_F = \frac{R_C.R_F}{R_C + R_F} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (10)$$

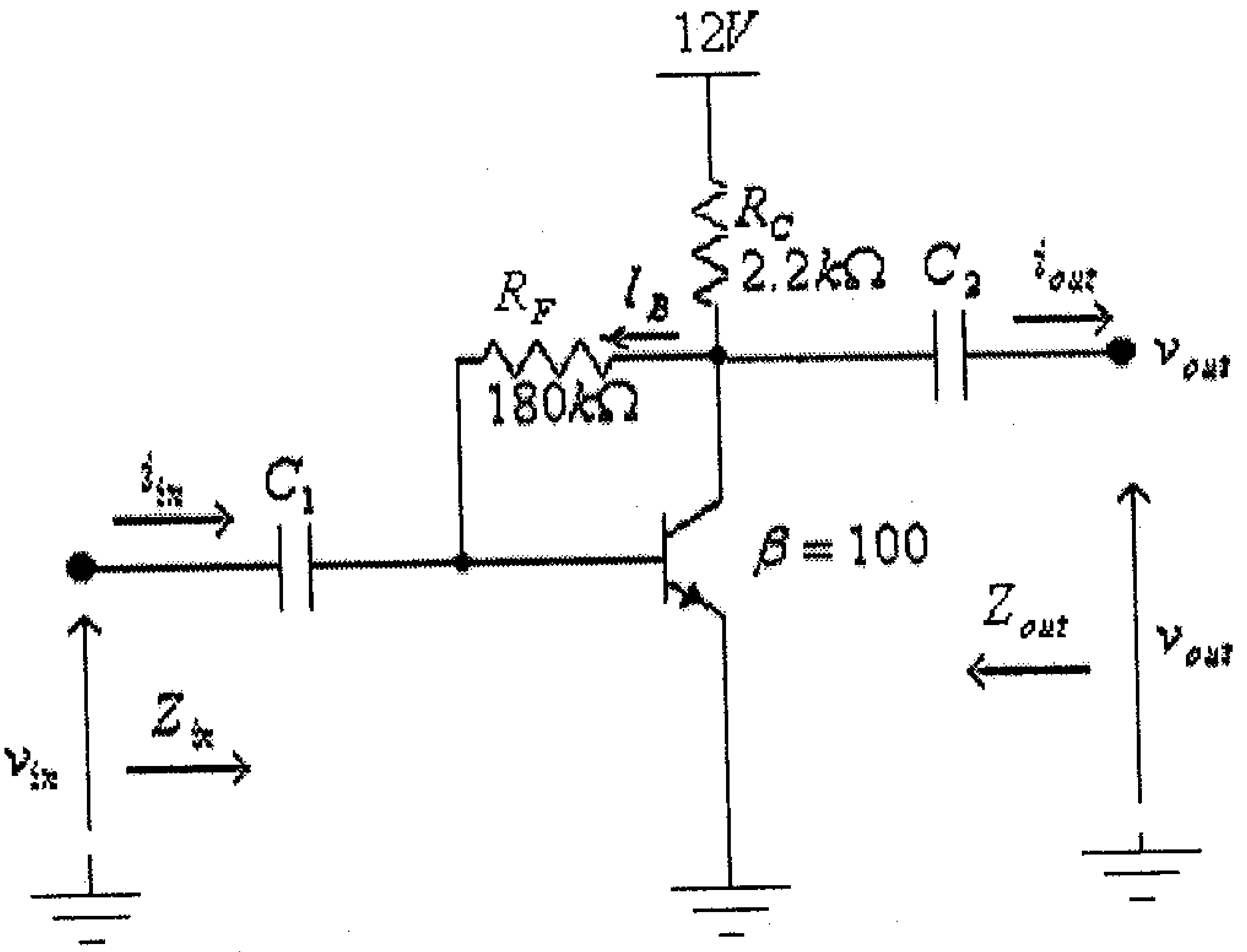
وكما تم إيجاده في معادلة (6)، سابقاً، فإن:

$$v_{out} = -\frac{v_{in}.R_C}{r_e}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (11)$$

مثال (14): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO} .



شكل (64)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta.R_C} = \frac{12 - 0.7}{180x10^3 + 100(2.2x10^3)} = 28.25x10^{-6}\,A = 28.25\mu A$$

$$I_E = (\beta + 1).I_B = (100 + 1).(28.25x10^{-6}) = 2.9x10^{-3}\,A = 2.9mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{2.9mA} = 8.97\Omega$$

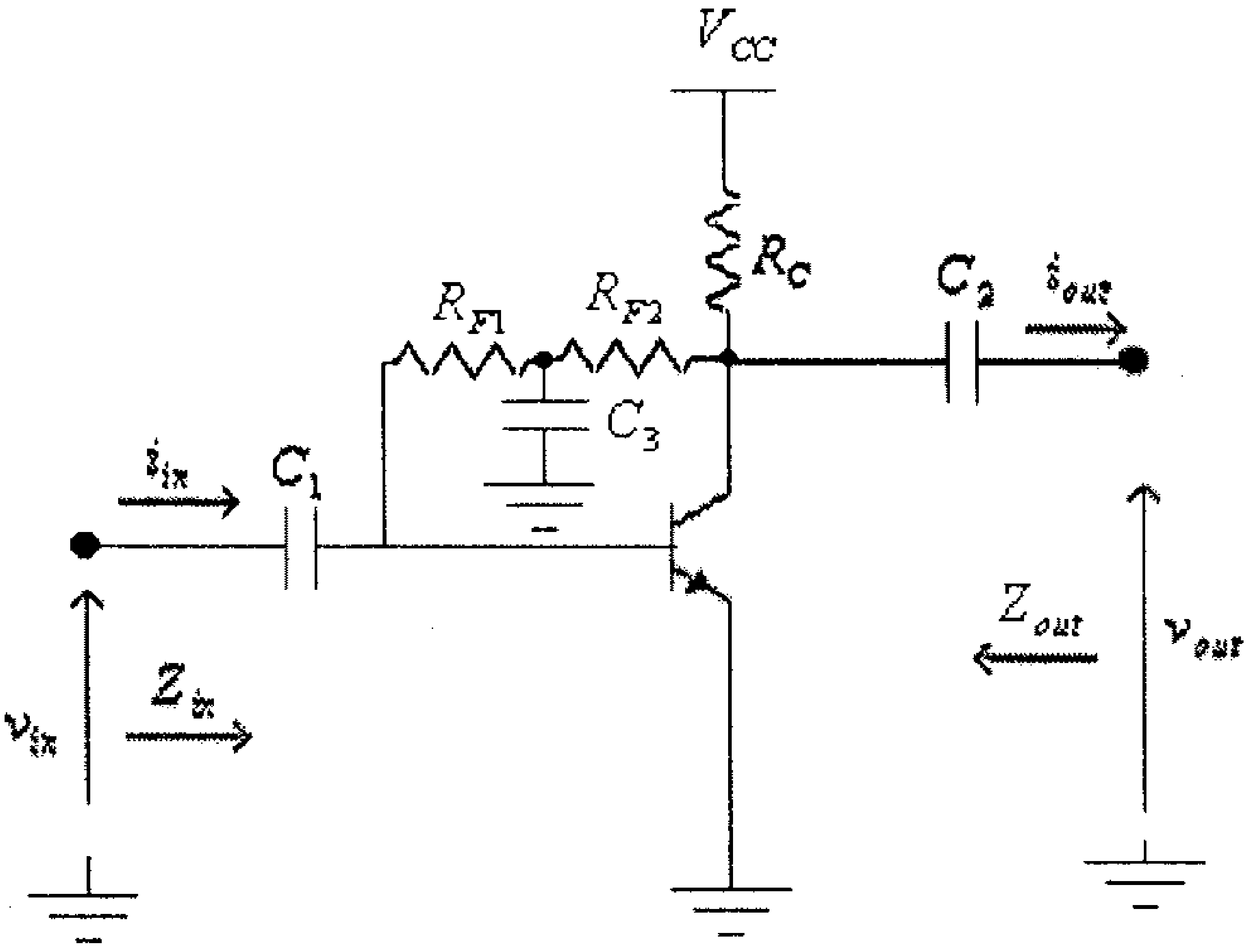
وبالتالي فإن:

$$Z_{in} = \frac{\beta . r_e . R_F}{R_F + \beta . R_C} = \frac{(100).(8.97).(180x10^3)}{180x10^3 + (100).(2.2x10^3)} = 403.7\Omega$$

$$Z_{out} = R_C \| R_F = \frac{R_C . R_F}{R_C + R_F} = \frac{2.2x10^3 (180x10^3)}{2.2x10^3 + 180x10^3} = 2.17x10^3 \Omega = 2.17k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2.2x10^3}{8.97} = -245$$

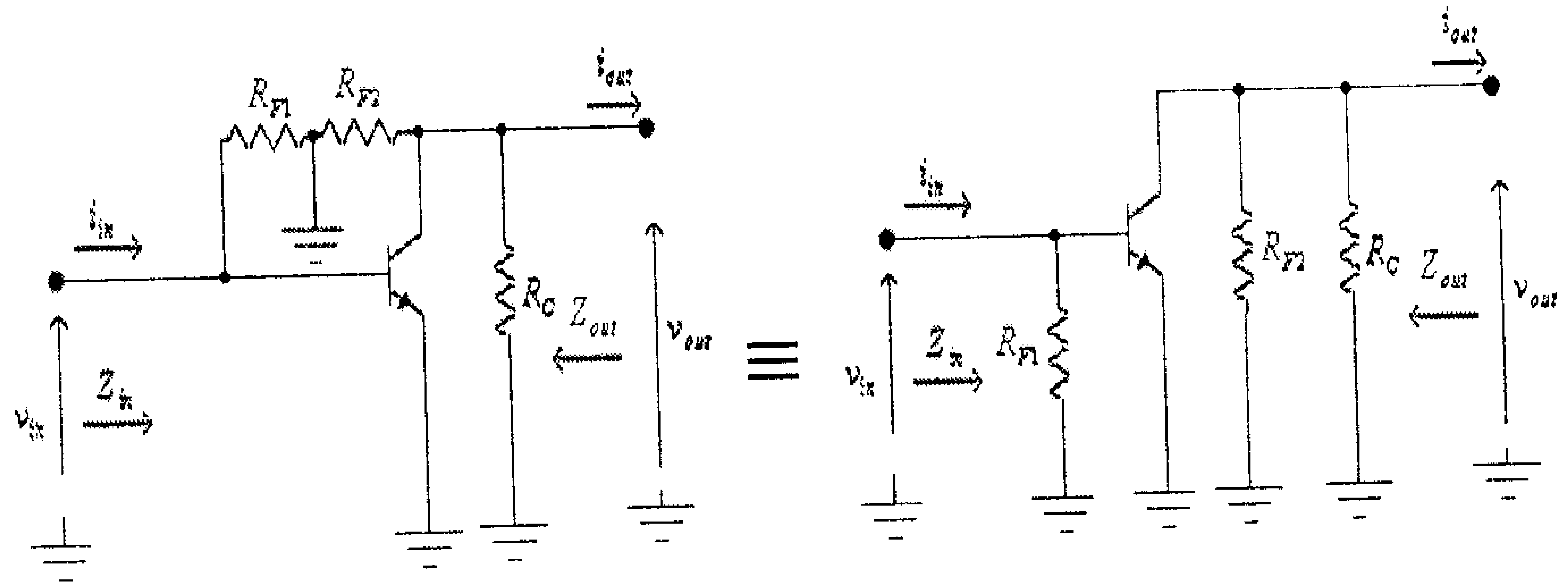
مثال (15): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO} .



شكل (65)

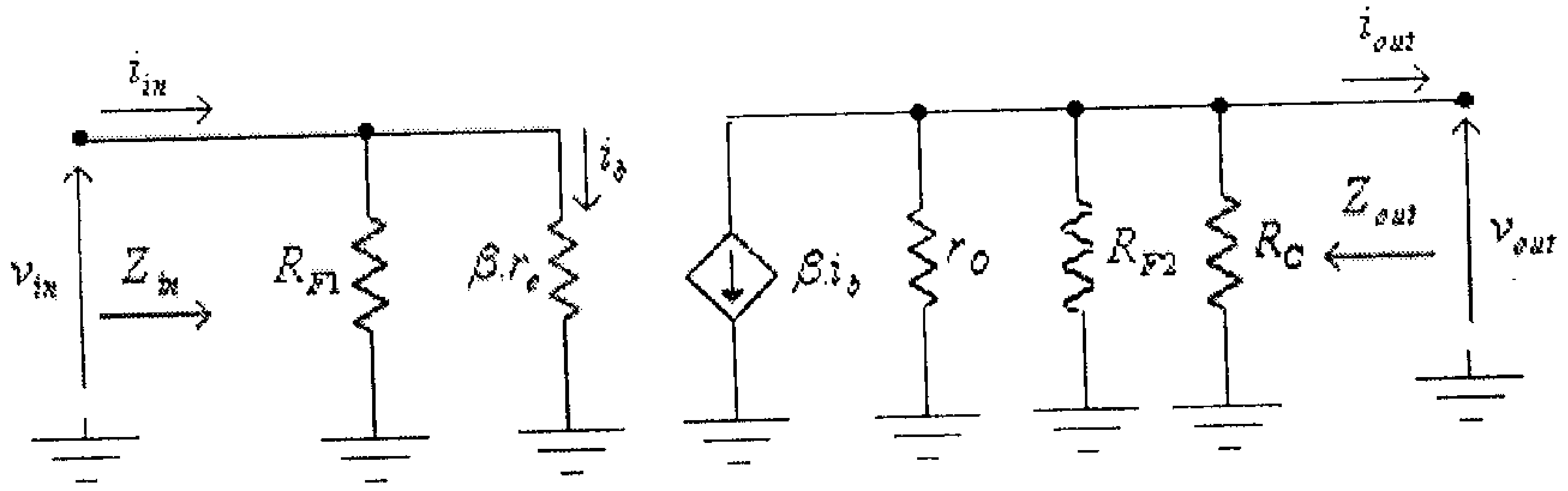
الحل:

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (66)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (67)

من هذه الدائرة:

$$Z_{in} = R_{F1} \| (\beta.r_e)$$

$$Z_{out} = r_O \| R_{F2} \| R_C$$

و:

$$v_{out} = -Z_{out}.\beta.i_b$$

ولكن:

$$i_b = \frac{v_{in}}{\beta.r_e}$$

أي أن:

$$v_{out} = -Z_{out}.\beta.\frac{v_{in}}{\beta.r_e} = -Z_{out}.\frac{v_{in}}{r_e}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{Z_{out}}{r_c} = -\frac{r_O \| R_{F2} \| R_C}{r_e}$$

2.9 تمارين:

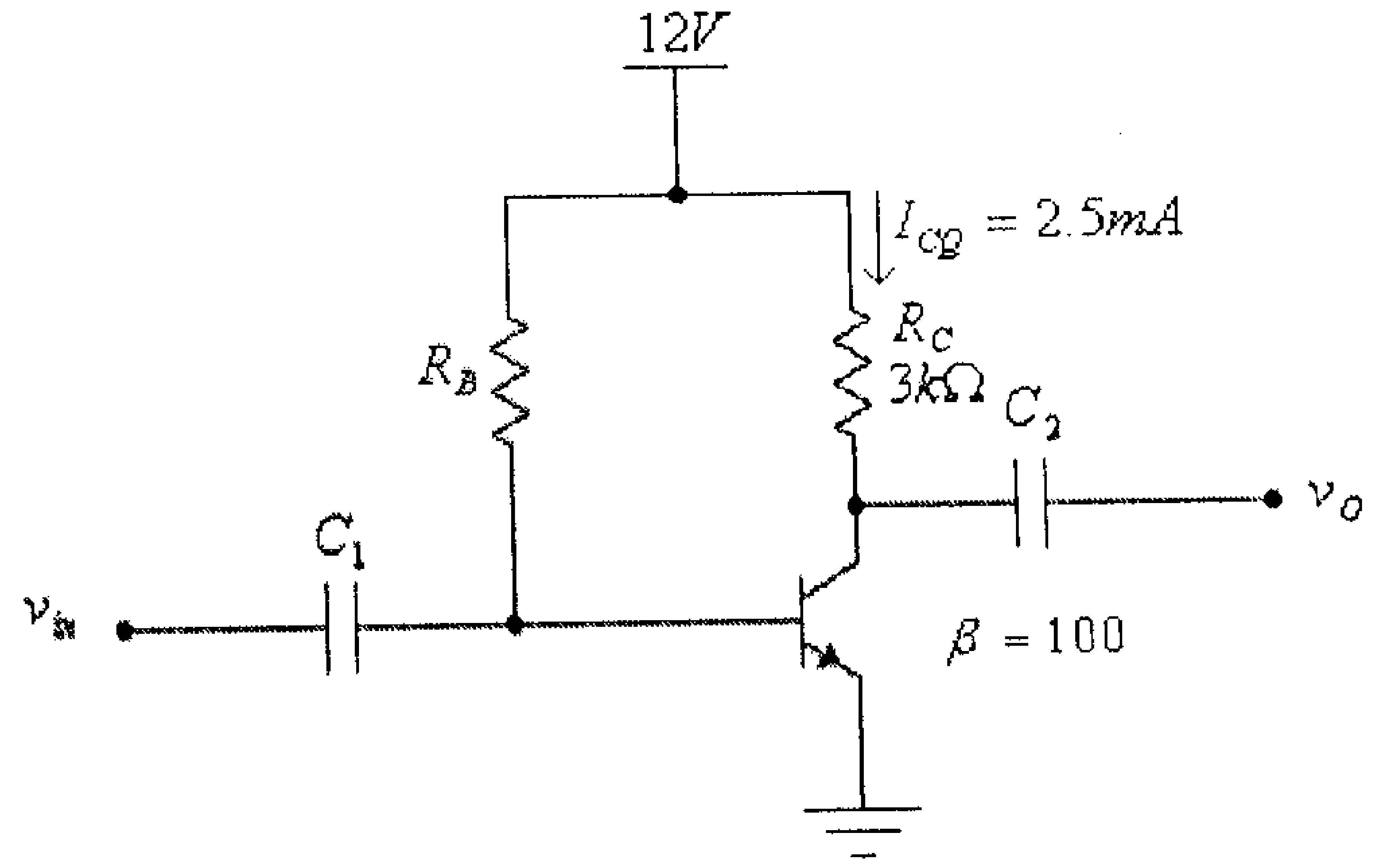
1- للدائرة التالية:

أ) أوجد قيمة المقاومة R_B.

ب) أوجد قيمة مقاومة الباعث الديناميكية للترانزيستور، r_e.

ج) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.

د) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



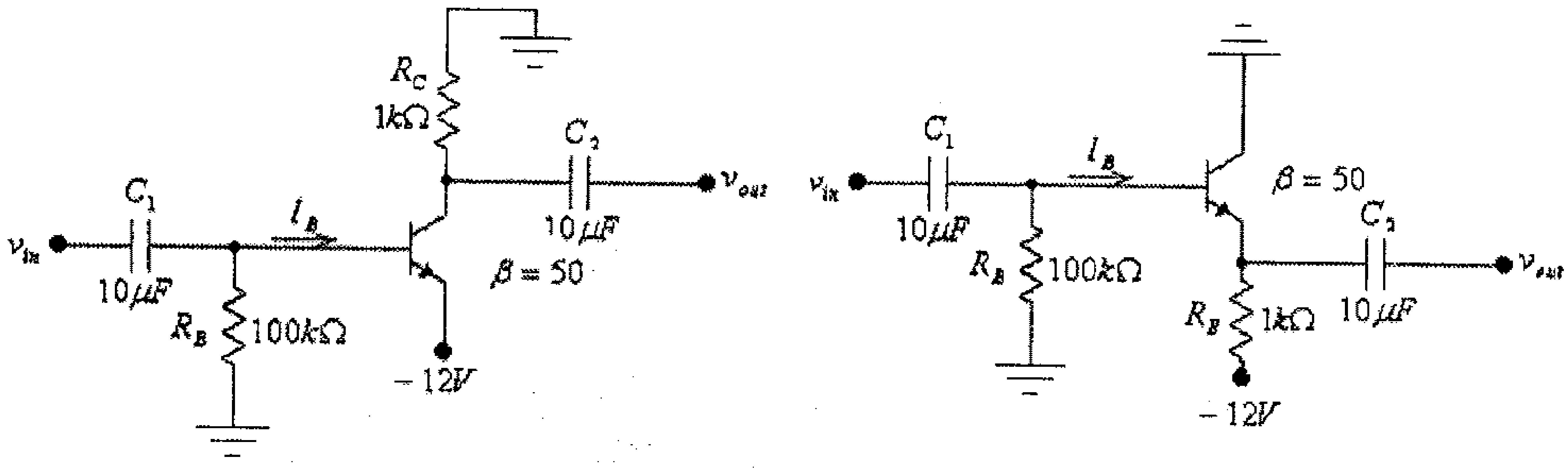
شكل (68)

2- أوجد قيمة كل من معاملي تضخيم الفولطية، A_V، والتيار، A_i، في حالة توصيل حمل مقاومته $1k\Omega$ على مخرج دائرة التضخيم في السؤال السابق.

3- لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل أدناه:

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



(ب) (أ)

شكل (69)

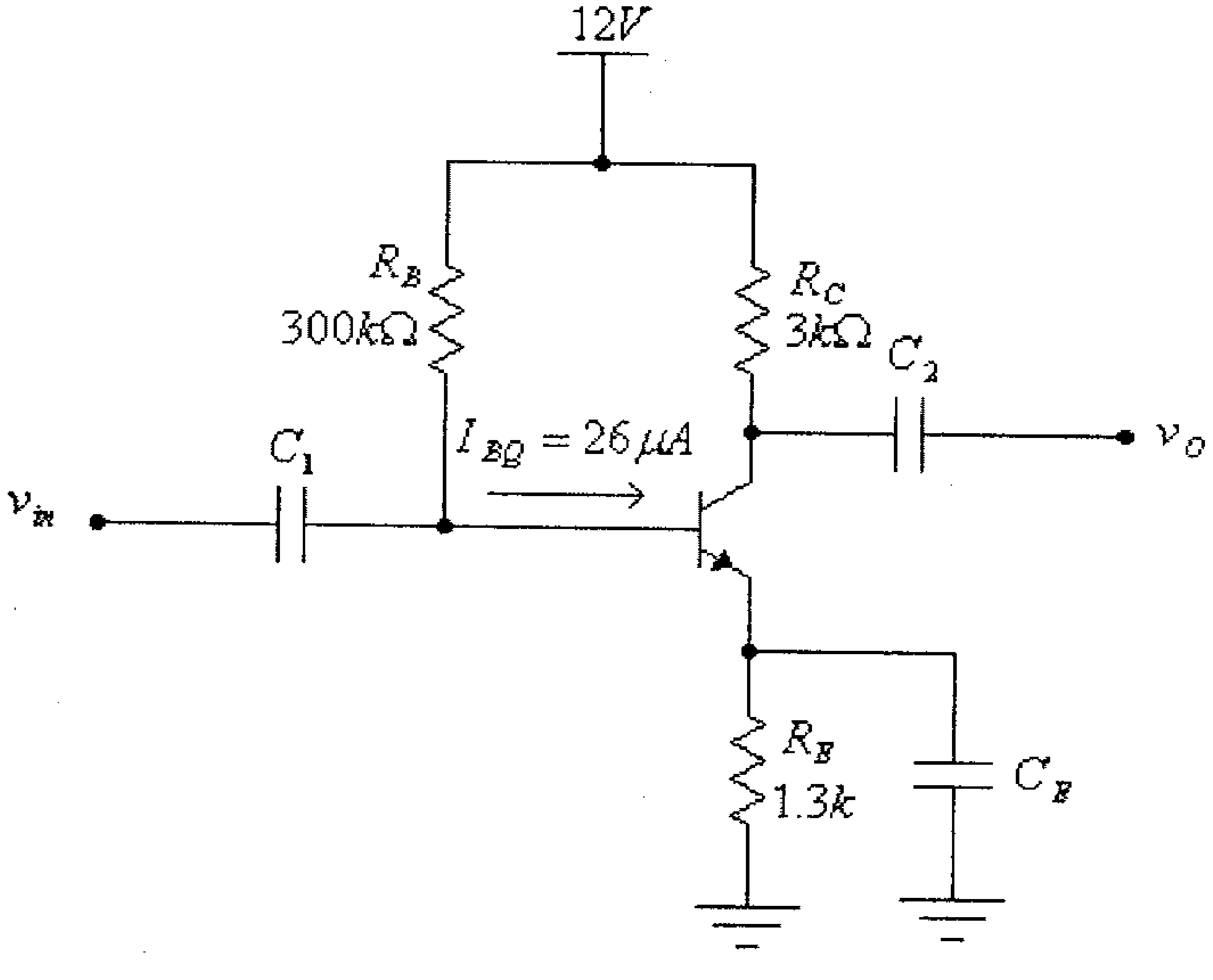
4- للدائرة التالية:

أ) أوجد قيمة المعامل β للترانزيستور.

ب) أوجد قيمة مقاومة الباعث الديناميكية للترانزيستور، r_e.

ج) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.

د) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



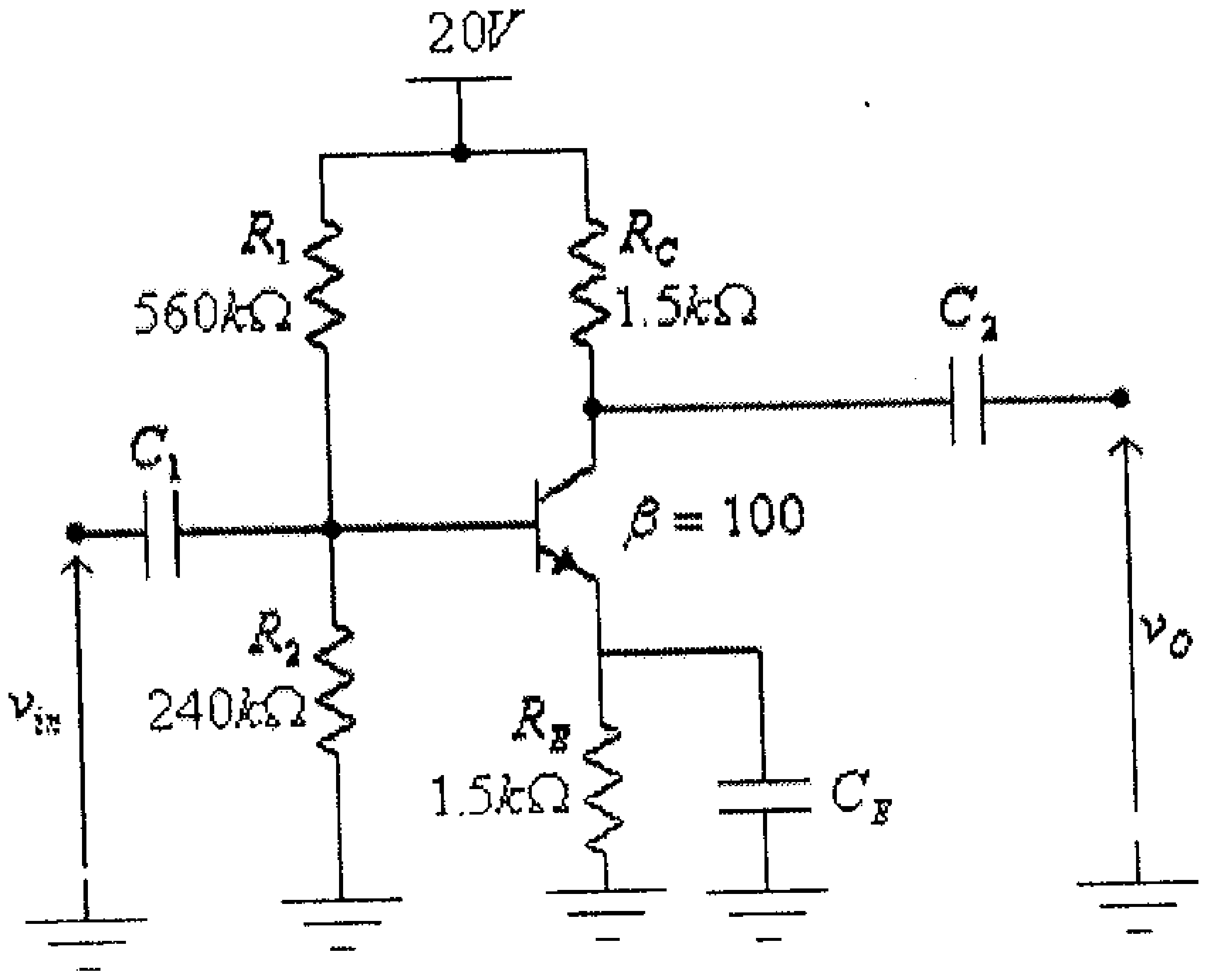
شكل (70)

5- أعد حل السؤال السابق في حالة حذف المكثف C_E.

6- للدائرة التالية:

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



شكل (71)

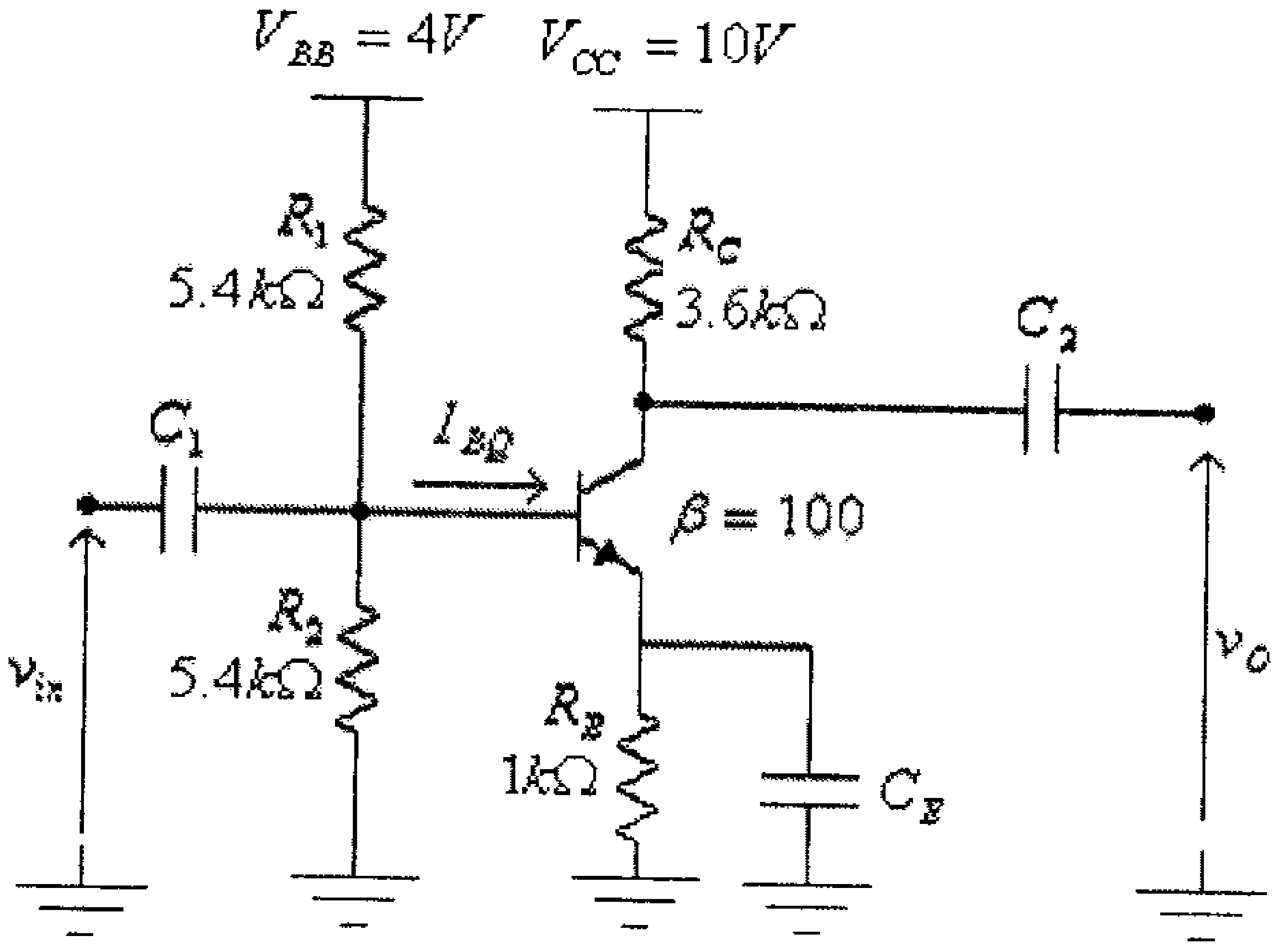
7- للدائرة في السؤال السابق، أوجد قيمة مقاومة الحمل R_L والتي عندها تكون قيمة معامل تضخيم الفولطية، A_V، تساوي 50- .

8- للدائرة التالية:

أ) أوجد قيمة تيار الإنحياز I_{BQ}.

ب) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.

ج) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.

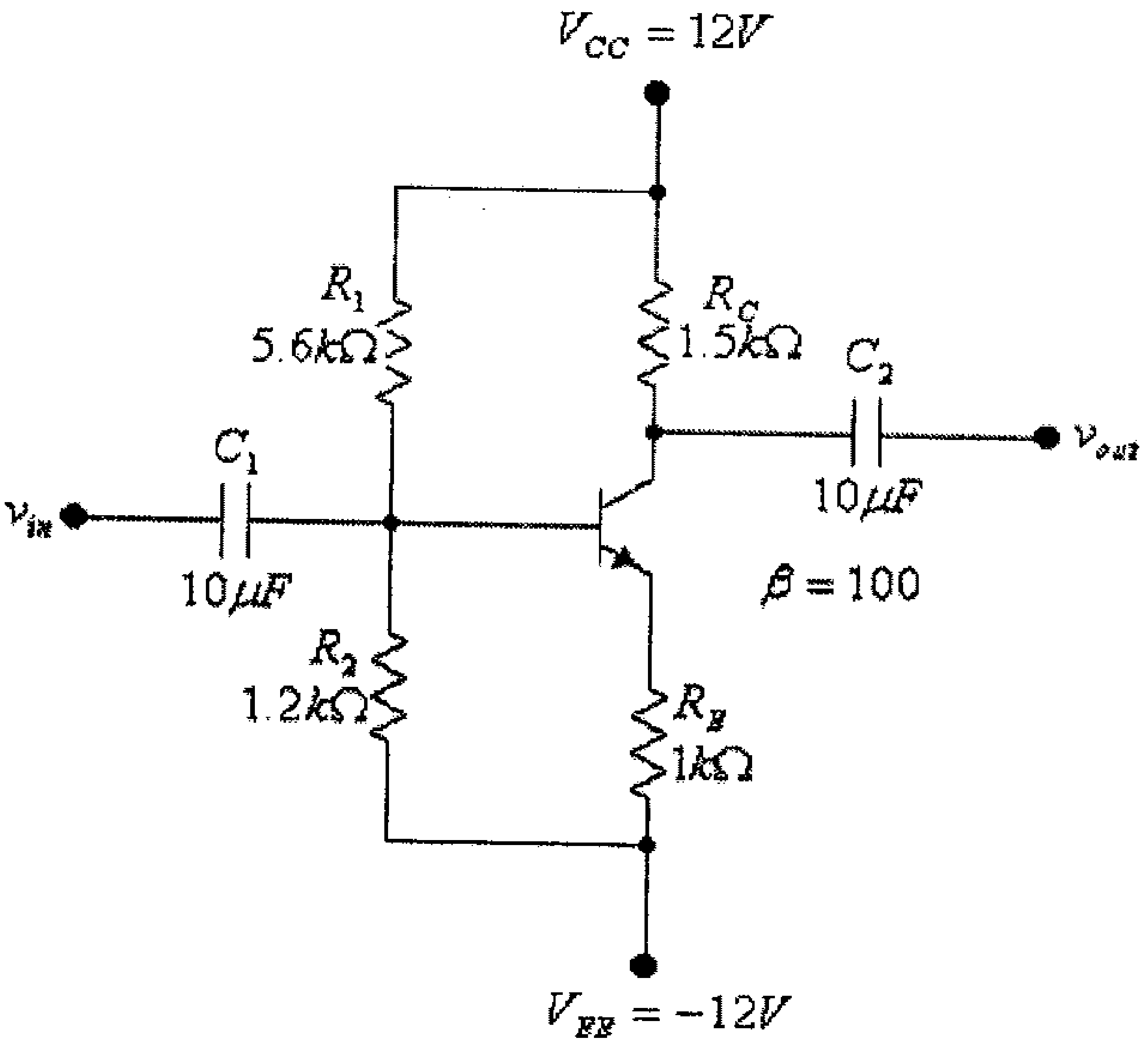


شكل (72)

9- للدائرة التالية:

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.

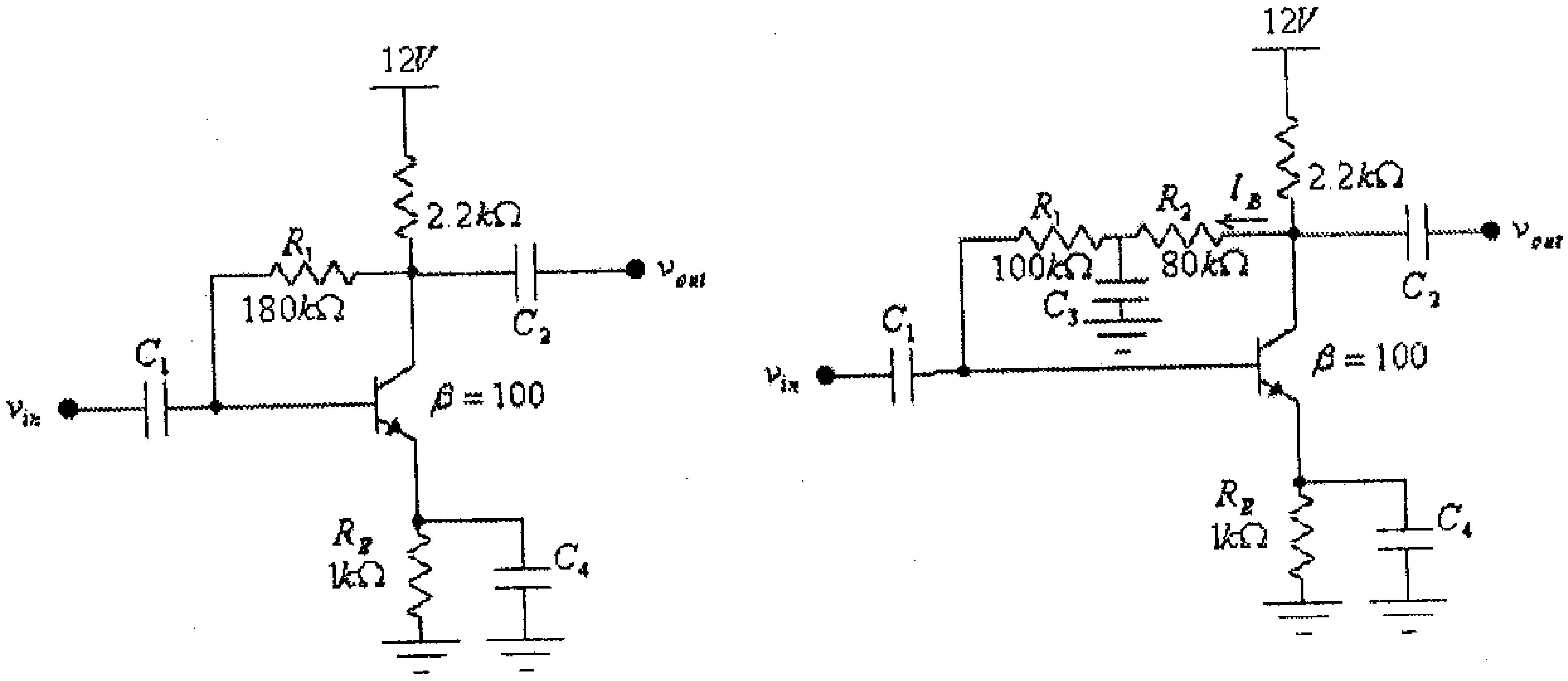


شكل (73)

10- لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل أدناه:

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجيـــة ومعامـــل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



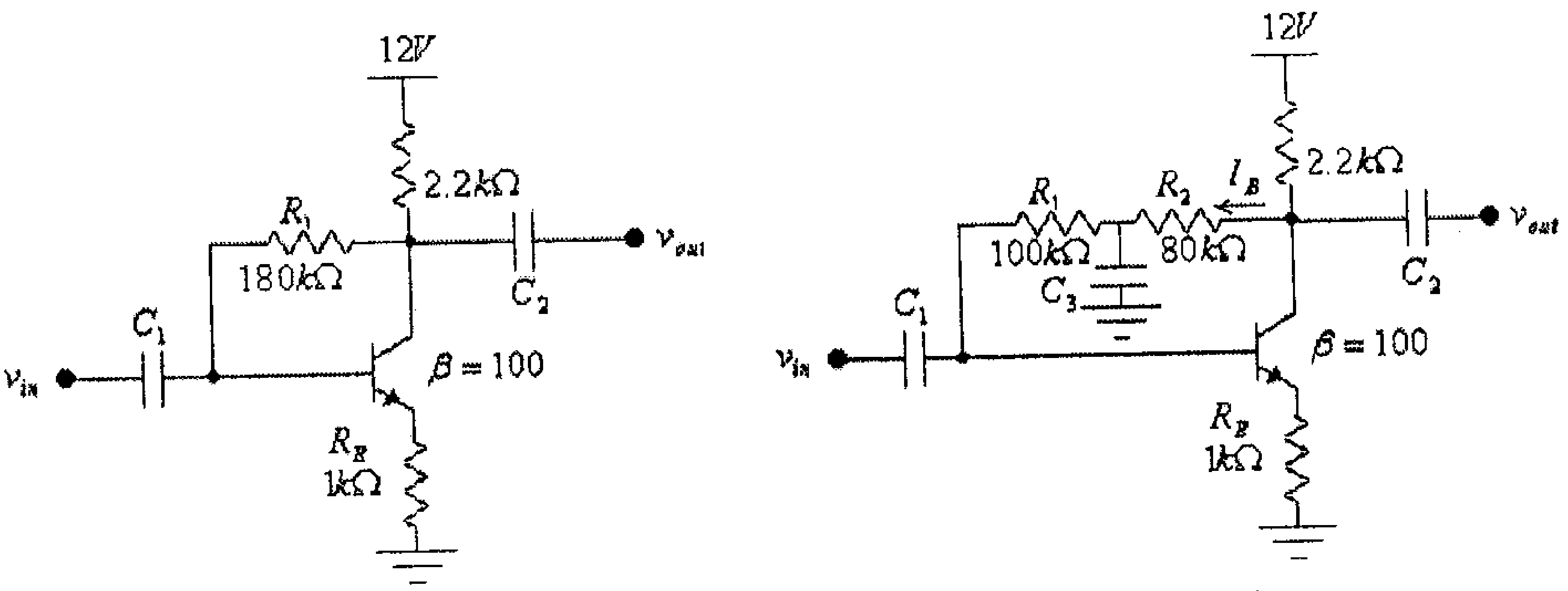
(ب) (أ)

شكل (74)

11- لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل أدناه:

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامـــل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



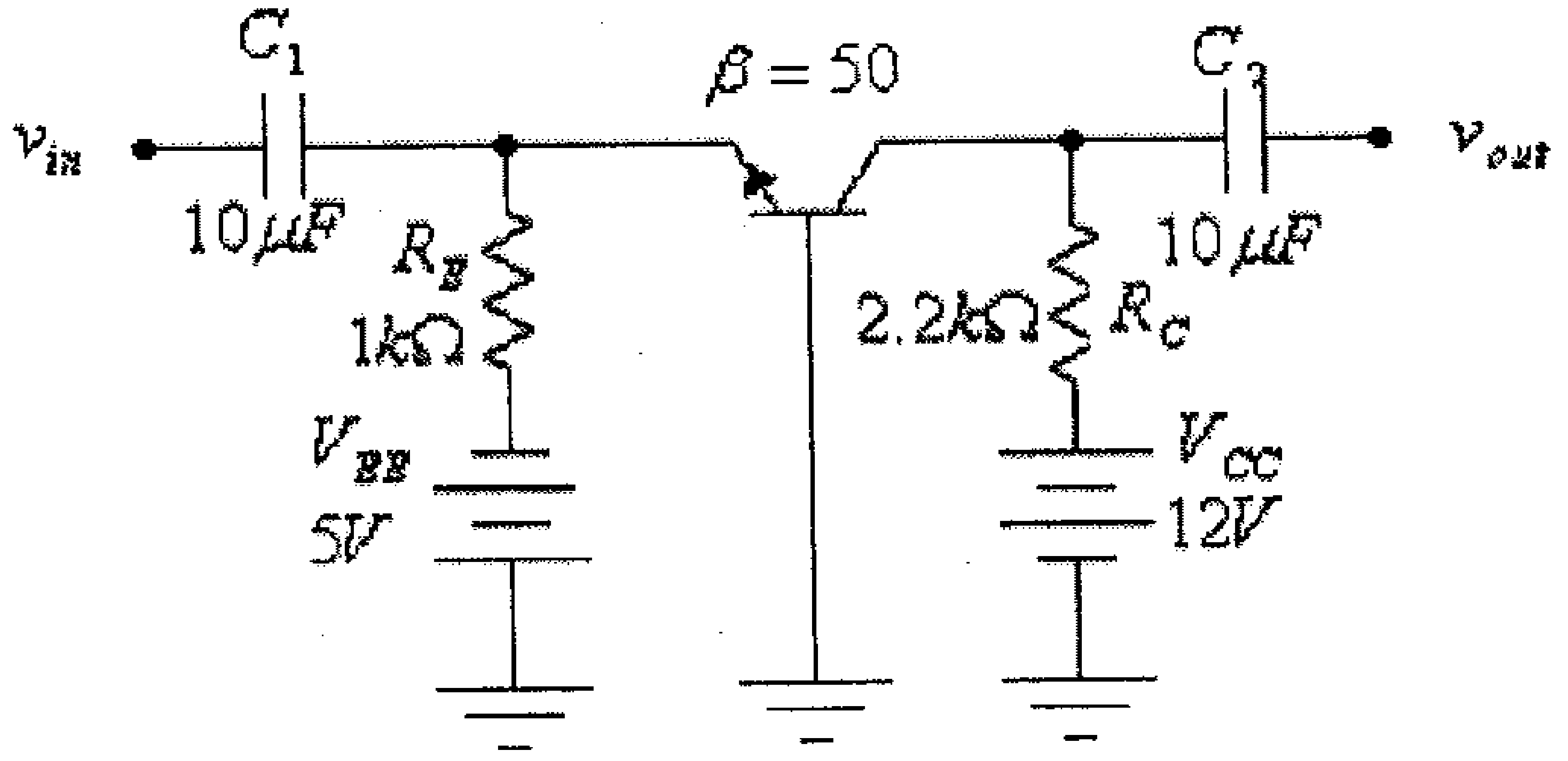
(ب) (أ)

شكل (75)

12- للدائرة التالية:

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.

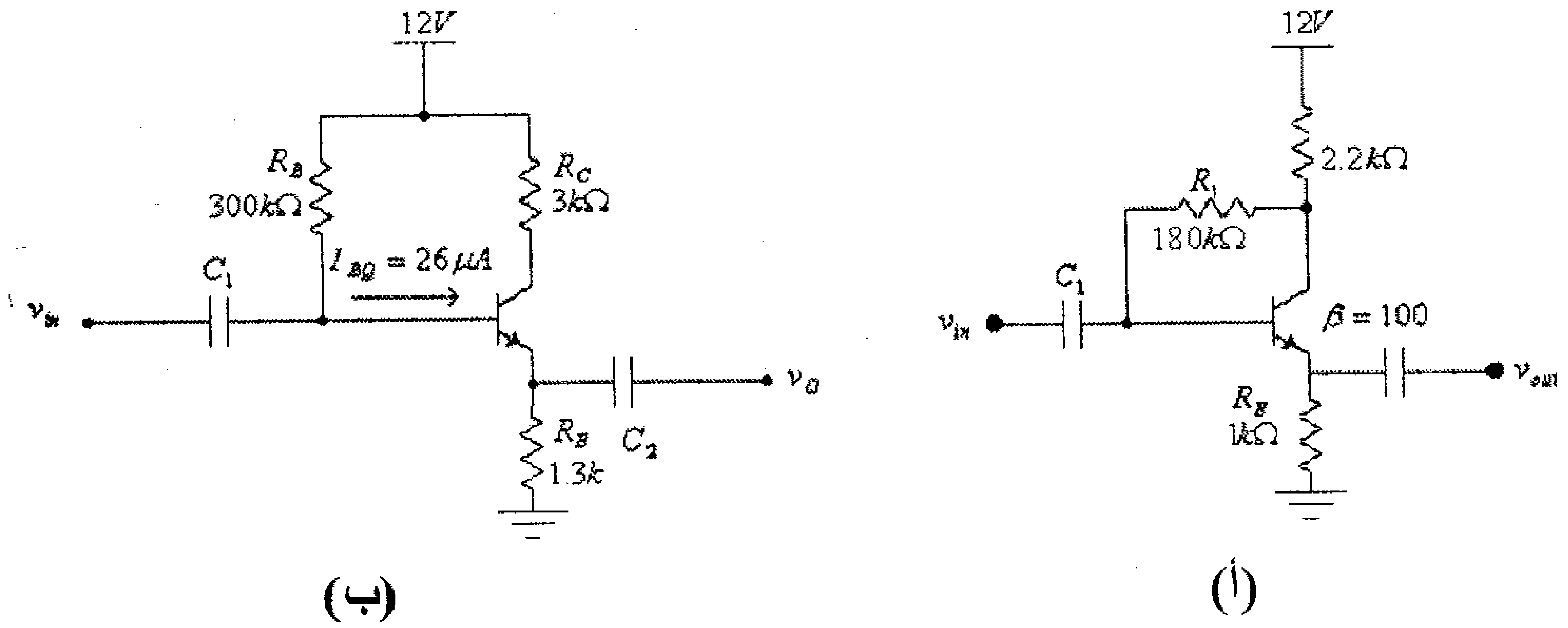


شكل (76)

13- لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل أدناه:

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجية ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



شكل (77)

الوحدة الثالثة

تحليل دوائر ترانزيستورات تأثير المجال

الوحدة الثالثة

تحليل دوائر ترانزيستورات تأثير المجال

3.1 مدخل

وكما في حالة دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية فإن تحليل دوائر ترانزيستورات تأثير المجال تبدأ بدراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (وإهمال تأثير الإشارة المدخلية)، وذلك بعد إن يتم رسم الدائرة المكافئة للتيار المستمر للدائرة المراد دراستها، وذلك:

- بحذف جميع المكثفات الموجودة في الدائرة (وإعتبارها تكافيء دارة مفتوحة)، وذلك لأن ممانعتهما للتيار المستمر تساوي مالانهاية.
- إعتبار قيمة الإشارة (الإشارات) المدخلية تساوي صفراً.

(راجع الوحدة السادسة في الجزء الأول من هذا الكتاب للإطلاع على كيفية دراسة وتحليل دوائر الإنحياز المختلفة لترانزيستورات تأثير المجال).

أما لدراسة تأثير الإشارة المدخلية لوحدها (وإهمال تأثير دائرة الإنحياز)، ولكون الإشارة المدخلية عادةً إشارة مترددة، فإنه يتم رسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد، للدائرة المُراد دراستها، وذلك:

- بإستبدال كل من المكثفات الموجودة في الدائرة بدارة قصر (short circuit)، وذلك لأن قيمة ممانعتها للتيار المتردد عادة ما تكون صغيرة، مقارنة مع قيم الممانعات (المقاومات) الأُخرى في الدائرة، وبالتالي يمكن إهمالها.
- بحذف كل مصادر الفولطية التي هي جزء من دوائر الإنحياز، وذلك لأن هذه الدائرة المكافئة تأخذ بعين الإعتبار إشارة المصدر (المترددة) فقط.
- بإستبدال ترانزيستور تأثير المجال بدائرته المكافئة.

3.2 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ JFET

عرفت من الجزء الأول من هذا الكتاب (الوحدة الخامسة) أن ما يميز ترانزيستورات تأثير المجال بنوعيها ترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (JFETs) وترانزيستورات تأثير المجال معدن- أكسيد- شبه موصل (MOSFETs) هو أنه يتم التحكم بقيمة التيار الكهربائي المار خلالها (تيار المصرف، I_D) بواسطة فرق الجهد على مدخلها (الفولطية بين البوابة والمصدر، V_{GS})، ويكون التيار المدخلي لهذه الترانزيستورات (I_G) يساوي صفراً، أي أن الممانعة المدخلية لهذه الترانزيستورات كبيرة جداً ونظرياً تساوي مالانهاية.

وعلى عكس ما وُصفت به ترانزيستورات ثنائية القطبية بأنها تكافىء بعملها مصدر تيار محكوم بمصدر تيار أخر (*current-controlled current source*) فإن ترانزيستورات تأثير المجال يمكن وصفها بأنها مصدر تيار محكوم بمصدر فولطية (*voltage-controlled current source*)، أي إختصاراً يمكن القول أن ترانزيستورات ثنائية القطبية عناصر محكومة بتيار (*current- controlled devices*) وأن ترانزيستورات تأثير المجال عناصر محكومة بفولطية (*voltage- controlled devices*).

كما عرفت أيضاً من الجزء الأول من هذا الكتاب (الوحدة الخامسة) أن العلاقة بين تيار المصرف (I_D) والفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS}) لترانزيستور تأثير المجال الوصلي توصف بمعادلة Shockley ، وهي:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

من هذه المعادلة يمكن إستنتاج العلاقة بين تغير تيار المصرف (ΔI_D) وتغير الفولطية بين البوابة والمصدر (ΔV_{GS})، فبإيجاد مشتقة تيارالمصرف (I_D) بالنسبة للفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS})، نجد:

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = 2I_{DSS}\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)\cdot\left(-\frac{1}{V_P}\right)$$

$$= \frac{2I_{DSS}}{(-V_P)}\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

وبأخذ القيمة المطلقة لـ (V_P) ، نجد:

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وتسمى النسبة بين تغير تيار المصرف (ΔI_D) وتغير الفولطية بين البوابة والمصدر (ΔV_{GS})، عند قيم صغيرة لتغير الفولطية بين البوابة والمصدر، بـ (transconductance factor) ويرمز لها عادةً بالرمز g_m، أي أن:

$$g_m = \lim_{\Delta V_{GS}\to 0}\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \quad \ldots\ldots\ldots(2)$$

أي أنه، ولترانزيستور الـ JFET:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3)$$

من المعادلة (2)، وعند قيم صغيرة لتغير الفولطية بين البوابة والمصدر، نجد أن:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(4)$$

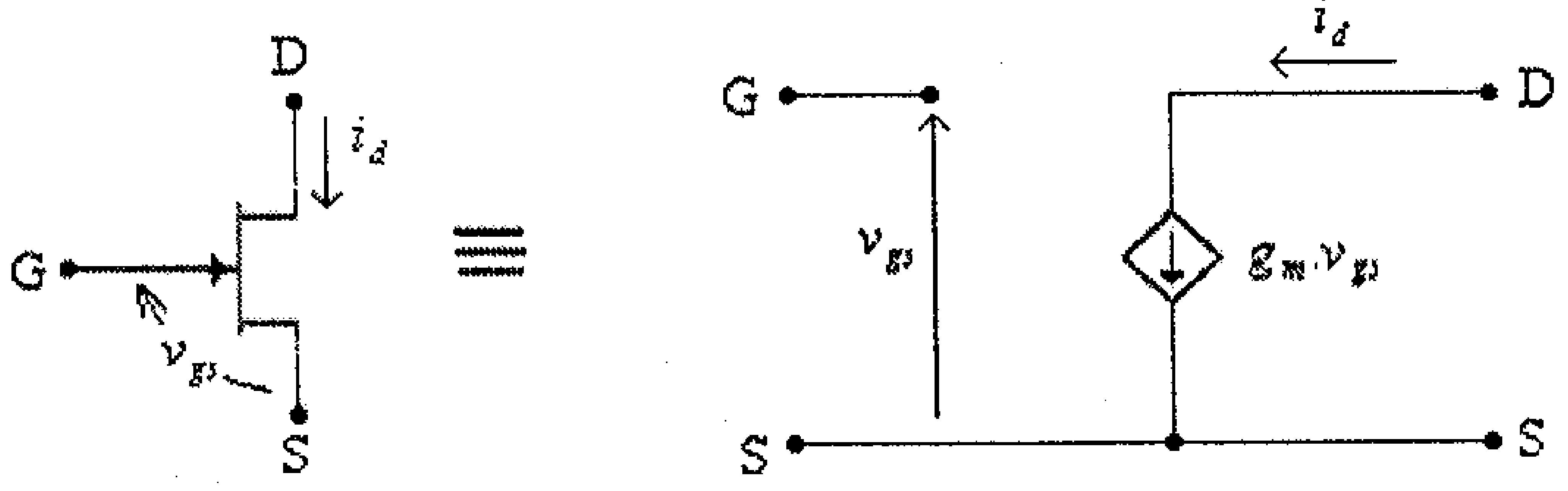
ومنها:

$$\Delta I_D = g_m.\Delta V_{GS} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(5)$$

وهذه المعادلة تبين العلاقة بين تغير تيار المصرف (ΔI_D) وتغير الفولطية بين البوابة والمصدر (ΔV_{GS}).

من المعادلة (4)، يمكنك أن تلاحظ أن وحدة قياس g_m هي وحدة قياس الموصلية (Siemens)، وفي كثير من الحالات يستخدم الرمز y_{fS} بدلاً من الرمز g_m.

من المعادلة (5)، ومن معرفة أن الممانعة المدخلية لترانزيستور الـ JFET كبيرة جداً (نظرياً تساوي مالانهاية) ، يمكن رسم الدائرة المكافئة البسيطة التالية لهذا الترانزيستور وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (1)

لاحظ أنه قد استخدم الرمز v_{gs} للإشارة الى القيمة المتغيرة للفولطية بين البوابة والمصدر، أي أن:

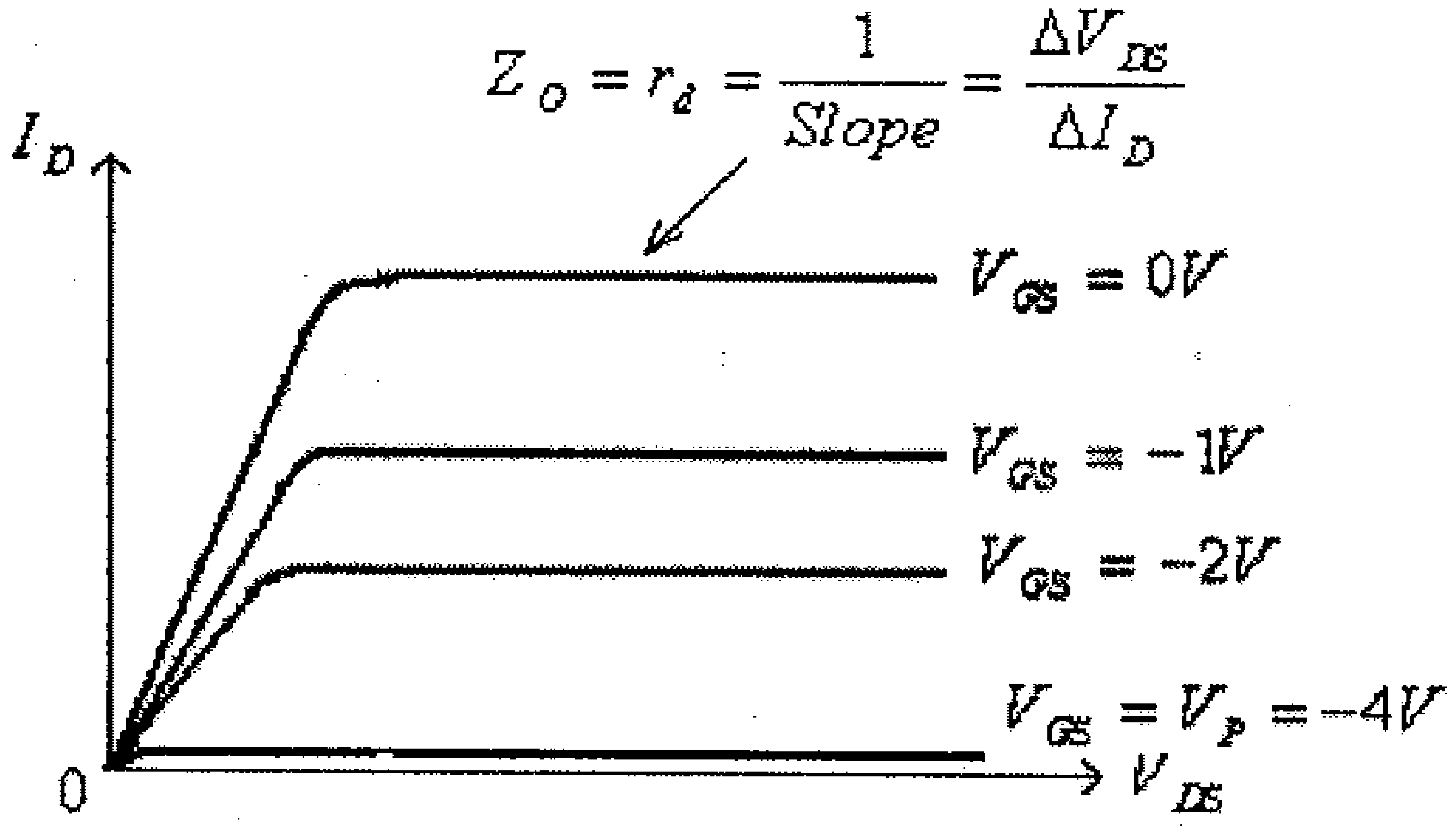
$$v_{gs} = \Delta V_{GS}$$

والرمز i_d قد استخدم للإشارة الى القيمة المتغيرة لتيار المصرف، أي أن:

$$i_d = \Delta I_D$$

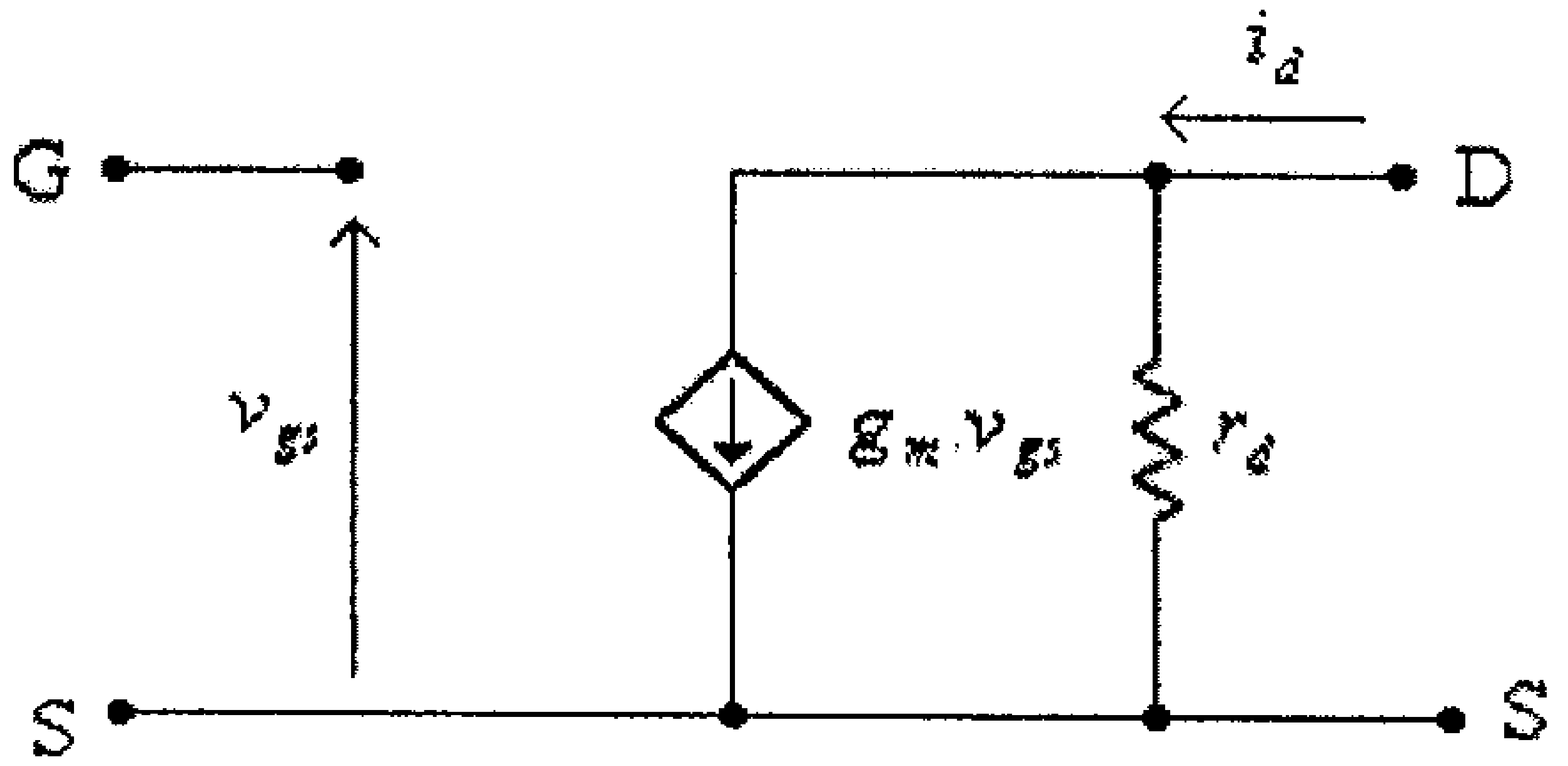
لاحظ أن الدائرة المكافئة أعلاه لا تأخذ بعين الإعتبار تأثير الممانعة المخرجية للترانزيستور.

وكما في حالة الترانزيستور ثنائي القطبية، فيمكن أيجاد قيمة الممانعة المخرجية لهذا الترانزيستور من ميل منحنى الخواص المخرجية له، وذلك كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (2)

وبأخذ الممانعة المخرجية بعين الإعتبـار، تـصبح الـدائرة المكافئـة لترانزيستور الــ JFET كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (3)

ومما يجب ذكره أنه في بعض الحالات تستخدم الموصلية المخرجيـة (y_{OS}) للترانزيستور بدلاً من ممانعته المخرجية (r_d)، والعلاقـة بـين هـاتين القيمتين هي:

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}}$$

وبالعودة الى المعادلة رقم (3) السابقة وهي:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(6)$$

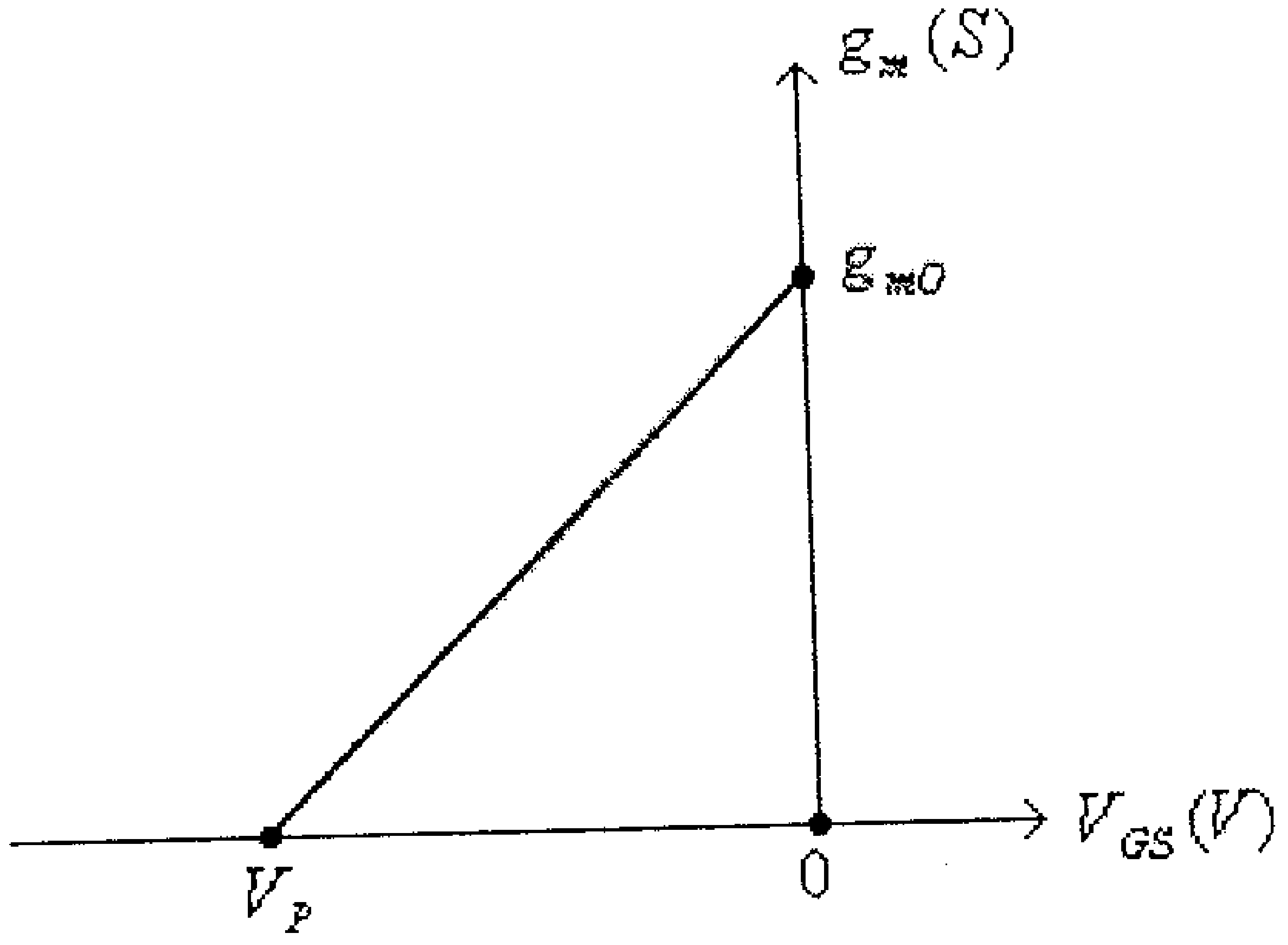
تلاحظ أن قيمة g_m ليست ثابتة وإنما تتغير بتغير قيمة فولطية الإنحياز بين البوابة والمصدر (V_{GS})، وأن القيمة العظمى لـ g_m تكون عندما تكون قيمة V_{GS} تساوي صفراً. أي أن القيمة العظمى لـ g_m، والتي يرمز لها عادةً بالرمز g_{m0}، تساوي:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}$$

وبالتالي، فإن:

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad \text{....................(7)}$$

وهذه المعادلة تبين كيفية تغير g_m بتغير فولطية الإنحياز V_{GS}. وهذه العلاقة مبينة بالشكل التالي.



شكل (4)

لاحظ كذلك أنه وعندما تكون فولطية الإنحياز V_{GS} تساوي قيمة V_P للترانزيستور فإن قيمة g_m تساوي صفراً.

وبالعودة الى معادلة Shockley والتي تصف العلاقة بين تيار المصرف (I_D) والفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS}) لهذا الترانزيستور، وهي:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

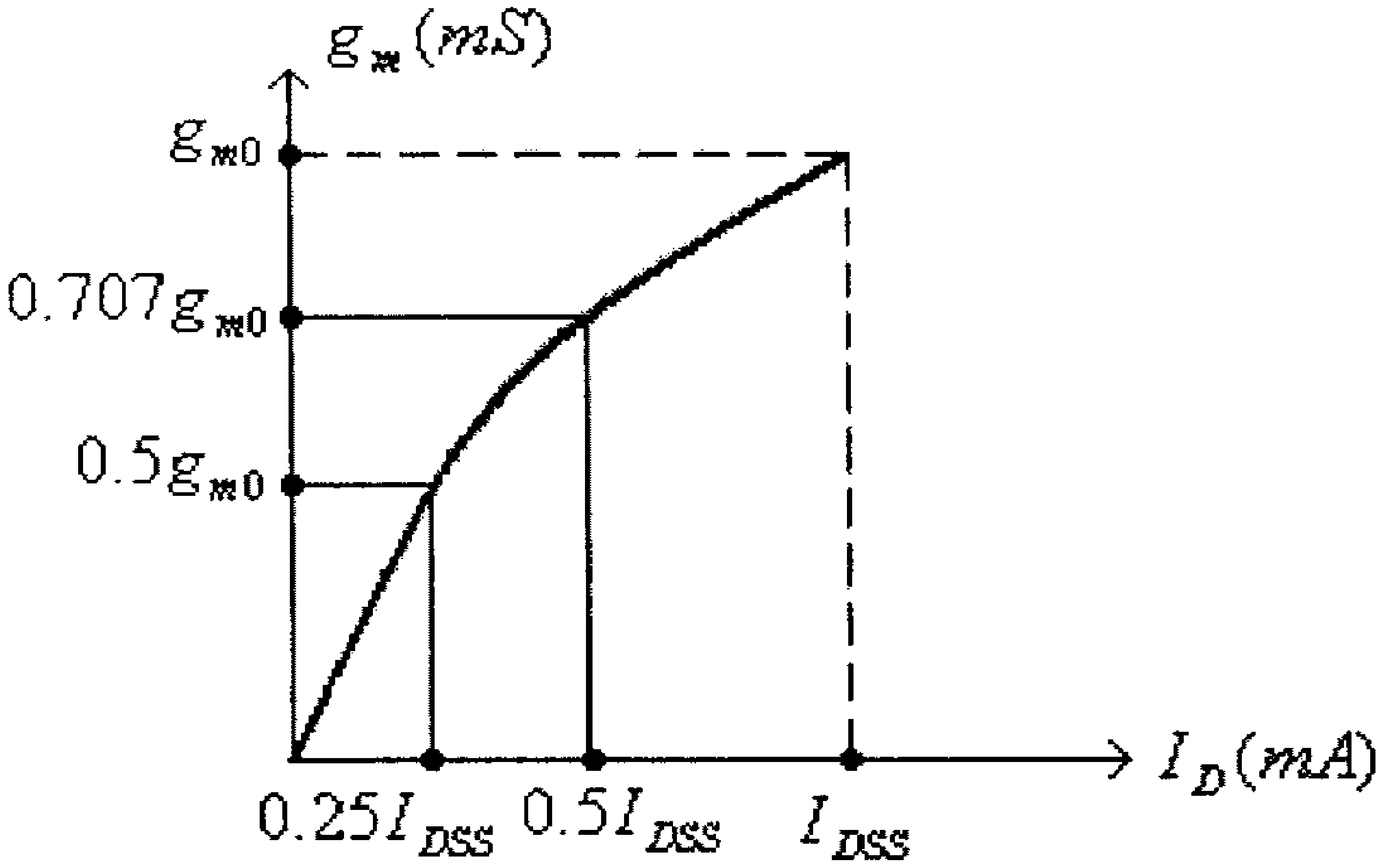
نجد أن:

$$1-\frac{V_{GS}}{V_P} = \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (8)$$

وبتعويض القيمة ($1-\frac{V_{GS}}{V_P}$) من هذه المعادلة في المعادلة (7) السابقة، نجد أن :

$$g_m = g_{m0}\cdot\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

وهذه المعادلة تبين كيفية تغير g_m بتغير تيار الإنحيــاز I_D. وهــذه العلاقة مبينة بالشكل التالي:



شكل (5)

لاحظ كذلك أنه عند $I_D = 0$، فإن: $g_m = 0$،

وعند $I_D = I_{DSS}$، فإن: $g_m = g_{m0}$،

وعند $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$، فإن: $g_m = \frac{g_{m0}}{\sqrt{2}} = 0.707g_{m0}$،

وعند $I_D = \frac{I_{DSS}}{4}$، فإن: $g_m = \frac{g_{m0}}{2} = 0.5g_{m0}$.

مثال (1):

للترانزيستور من النوع n-channel JFET، وإذا علمت أنه لهذا الترانزيستور $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -4V$، $r_d = 100k\Omega$:

أ) أرسم دالة النقل (transfer function) لهذا الترانزيستور

ب) أوجد القيمة العظمى للـ (transconductance factor) لهذا الترانزيستور

ج) أرسم العلاقة بين g_m و V_{GS} لهذا الترانزيستور.

د) أرسم العلاقة بين g_m و I_D لهذا الترانزيستور.

هـ) ارسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور.

الحل:

أ) لهذا الترانزيستور:

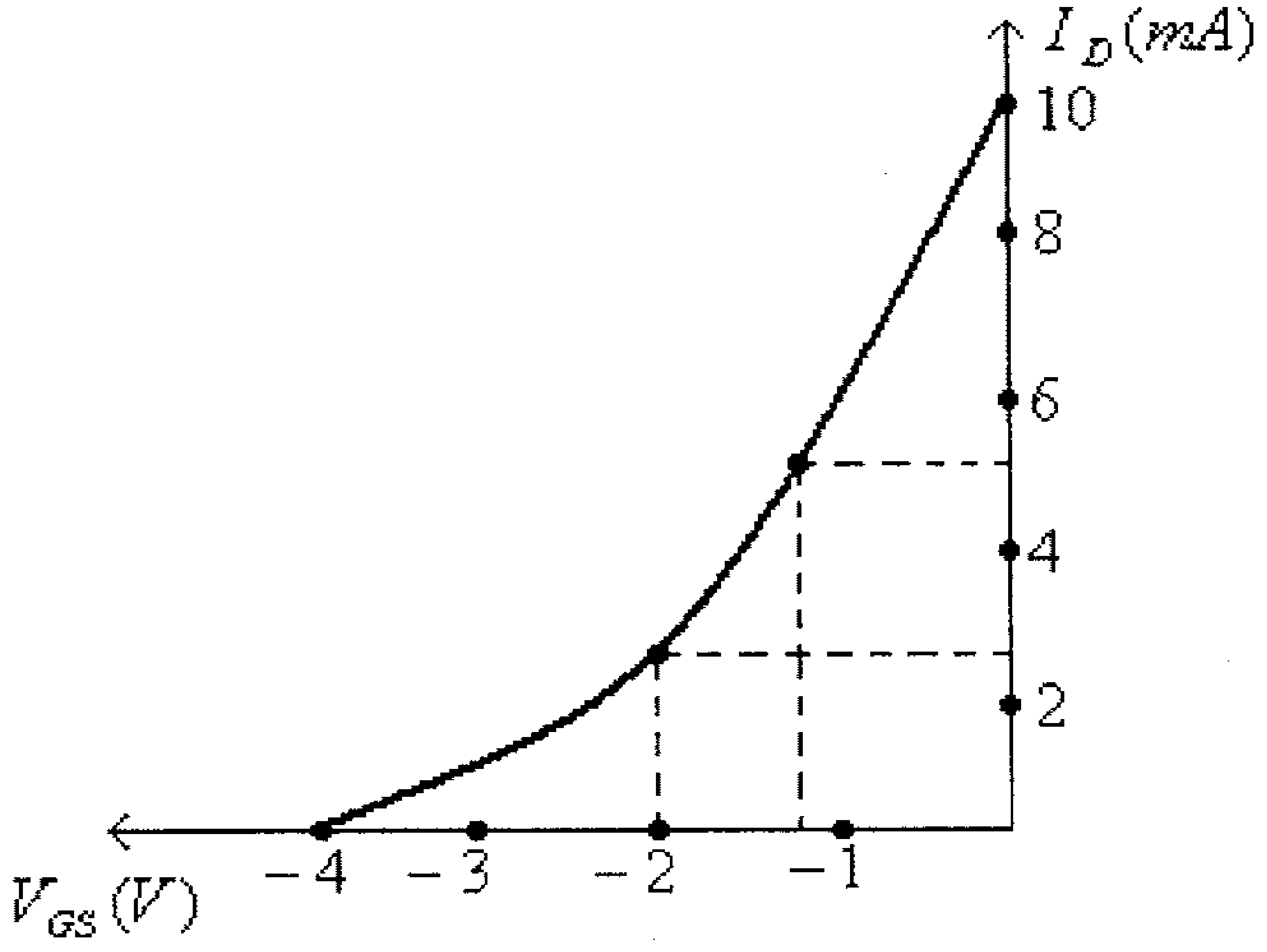
- عند $V_{GS} = V_P = -4V$ فإن $I_D = 0A$
- عند $V_{GS} = 0V$ فإن $I_D = I_{DSS} = 10mA$
- عند $V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -2V$ فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 0.25 I_{DSS} = 2.5mA$$

- عند $I_D = \frac{I_{DSS}}{2} = 5mA$ فإن :

$$V_{GS} = V_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = V_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right) = 0.293 V_P \approx 0.3 V_P = -1.2V$$

والشكل التالي يبين دالة النقل (transfer function) المرسومة باستخدام هذه النقاط.



شكل (6)

ب) من المعادلة:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}$$

نجد:

$$g_{m0} = \frac{2x10x10^{-3}}{|-4|} = 5x10^{-3}S = 5mS$$

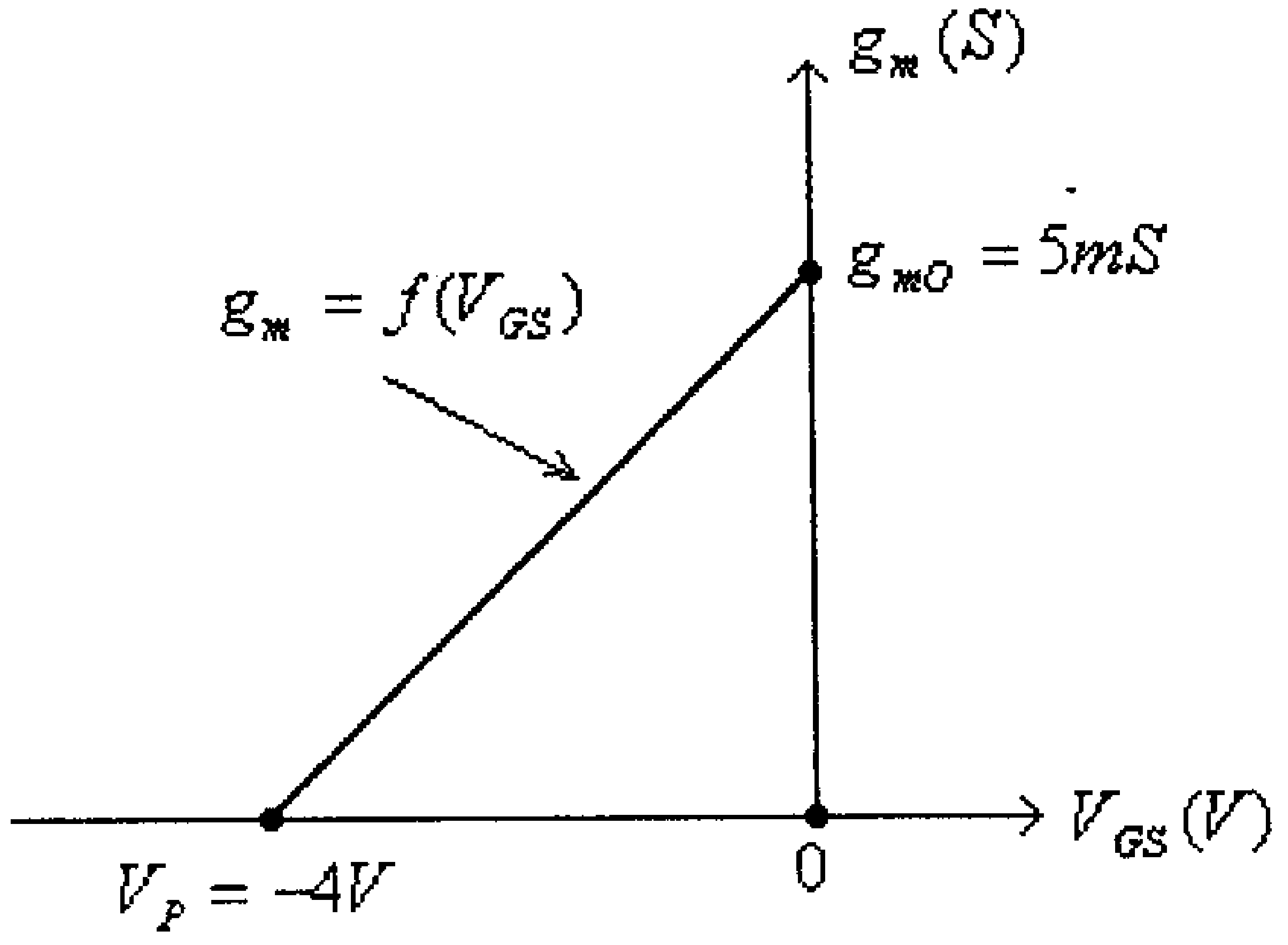
ج) من المعادلة:

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

نجد أنه، عند $V_{GS} = 0$، فإن $g_m = g_{m0} = 5mS$،

وعند $V_{GS} = V_P = -4V$، فإن $g_m = 0$.

وهاتين النقطتين كافيتين لرسم العلاقة بين g_m و V_{GS}، وذلك لأنها علاقة خطية، وهذه العلاقة مبينة في الشكل التالي.



شكل (7)

د) من المعادلة:

$$g_m = g_{m0} \cdot \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

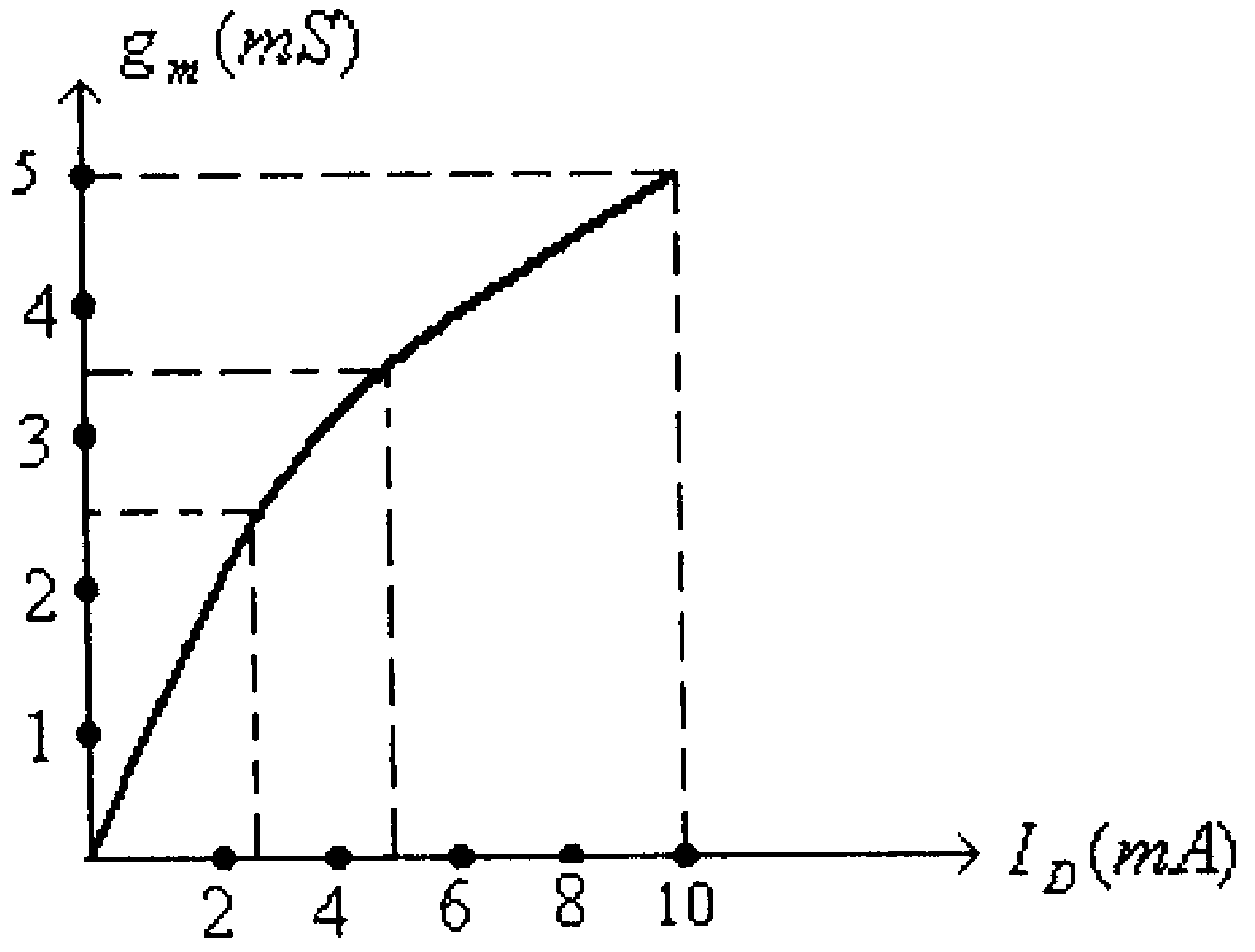
نجد أنه عند $I_D = 0$، فإن: $g_m = 0$،

وعند $I_D = I_{DSS} = 10mA$، فإن: $g_m = g_{m0} = 5mS$،

وعند $I_D = \frac{I_{DSS}}{2} = 5mA$، فإن: $g_m = 0.707 g_{m0} = 3.535mS$،

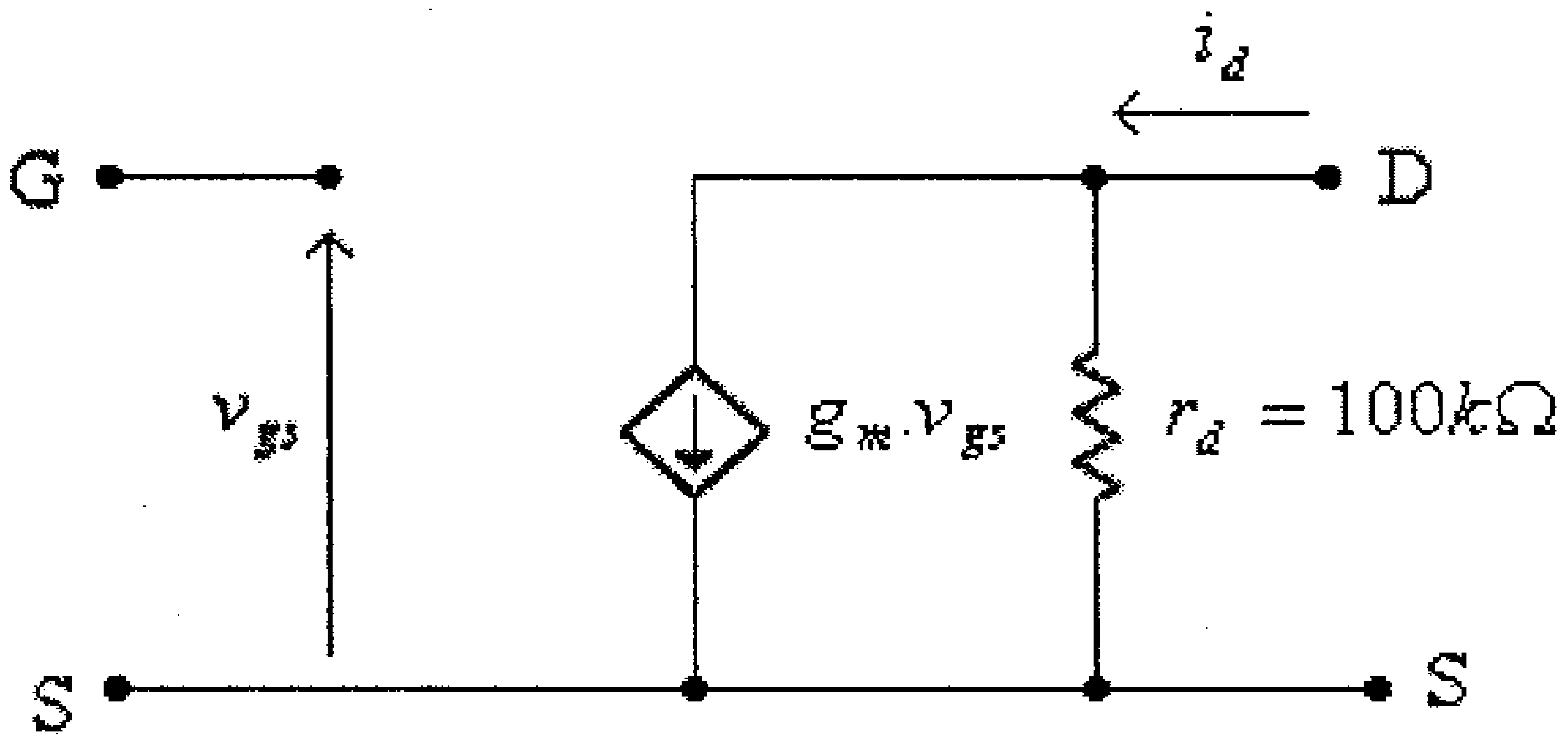
وعند $I_D = \frac{I_{DSS}}{4} = 2.5mA$، فإن: $g_m = \frac{g_{m0}}{2} = 2.5mS$.

وهذه العلاقة مبينة في الشكل التالي:



الشكل (8)

هـ) الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور مبينة في الشكل التالي:



شكل (9)

لاحظ في هذا الشكل أن قيمة g_m يتم تحديدها من المعادلة:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}.\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

بعد تحديد قيمة V_{GS} من دائرة الإنحياز لهذا الترانزيستور.

3.3 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ Depletion-type MOSFET.

من كون أن معادلة Shockley والتي إستخدمت لوصف العلاقة بين تيار المصرف، I_D، والفولطية بين البوابة والمصدر، V_{GS}، في ترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET)، وهي:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

يُمكن تطبيقها أيضاً لترانزيستور تأثير المجال معدن- أكسيد - شبه موصل من النوع الإستنزافي (depletion-type MOSFET)، فإن الدائرة المكافئة لهذا النوع من الترانزيستورات تشبه تلك التي لترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET)، والمبينة في شكل (3) السابق. والفارق الوحيد هو أن قيمة g_m لهذا النوع من الترانزيستورات يمكن أن تكون أكبر من القيمة g_{mO}.

مثال (2):

إذا علمـــت أن $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -4V$، $r_d = 100k\Omega$ ، لأحـــد الترانزيستورات من النوع (n-channel depletion-type MOSFET):

أ) أوجد قيمة g_{mO} لهذا الترانزيستور.

ب) أرسم العلاقة بين g_m و V_{GS} لهذا الترانزيستور.

ج) ارسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور.

الحل:

أ) من المعادلة:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}$$

نجد:

$$g_{m0} = \frac{2x10x10^{-3}}{|-4|} = 5x10^{-3}S = 5mS$$

ب) من المعادلة:

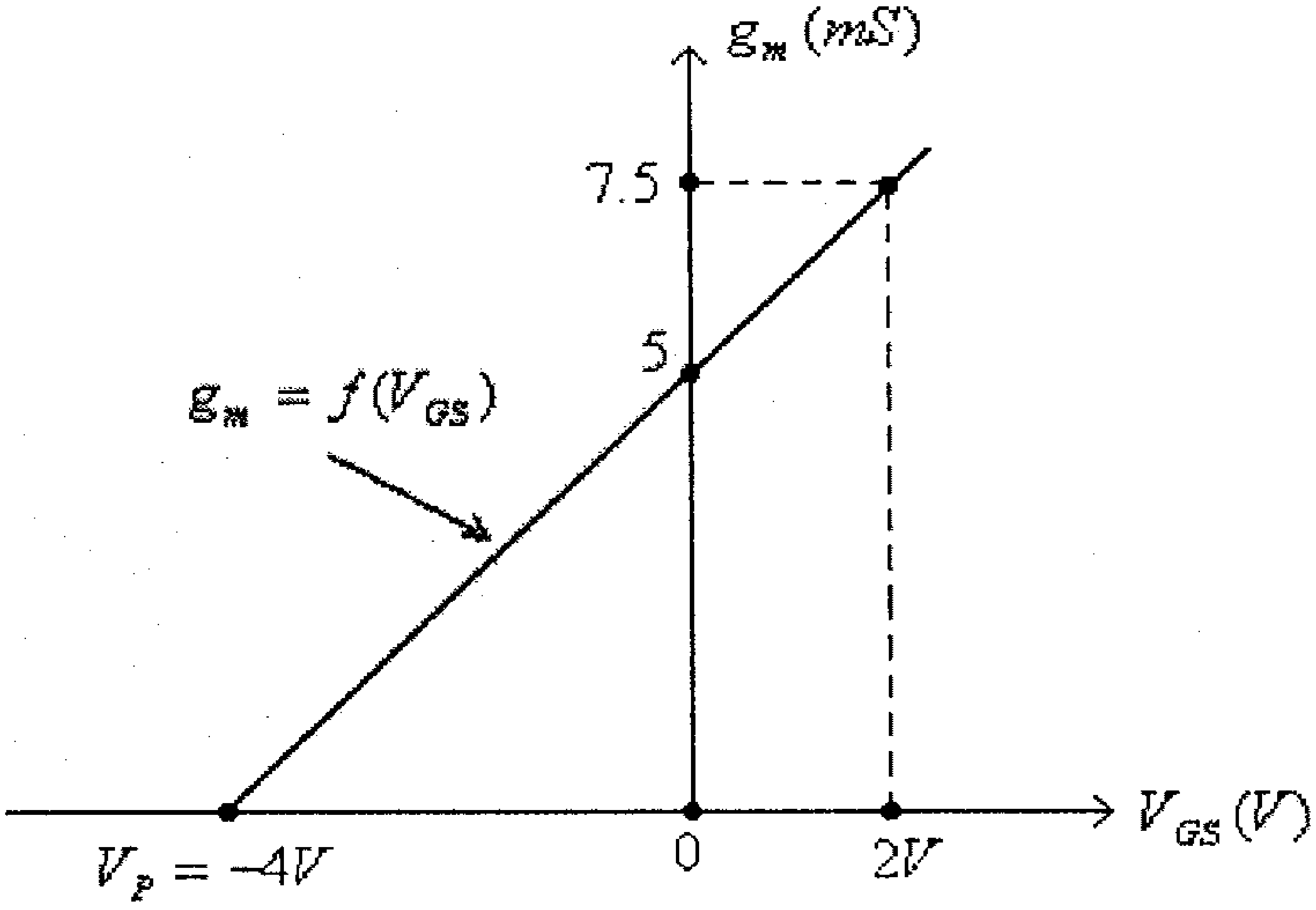
$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

نجد أنه، عند $V_{GS} = 0$، فإن $g_m = g_{m0} = 5mS$،

وعند $V_{GS} = V_P = -4V$، فإن $g_m = 0$.

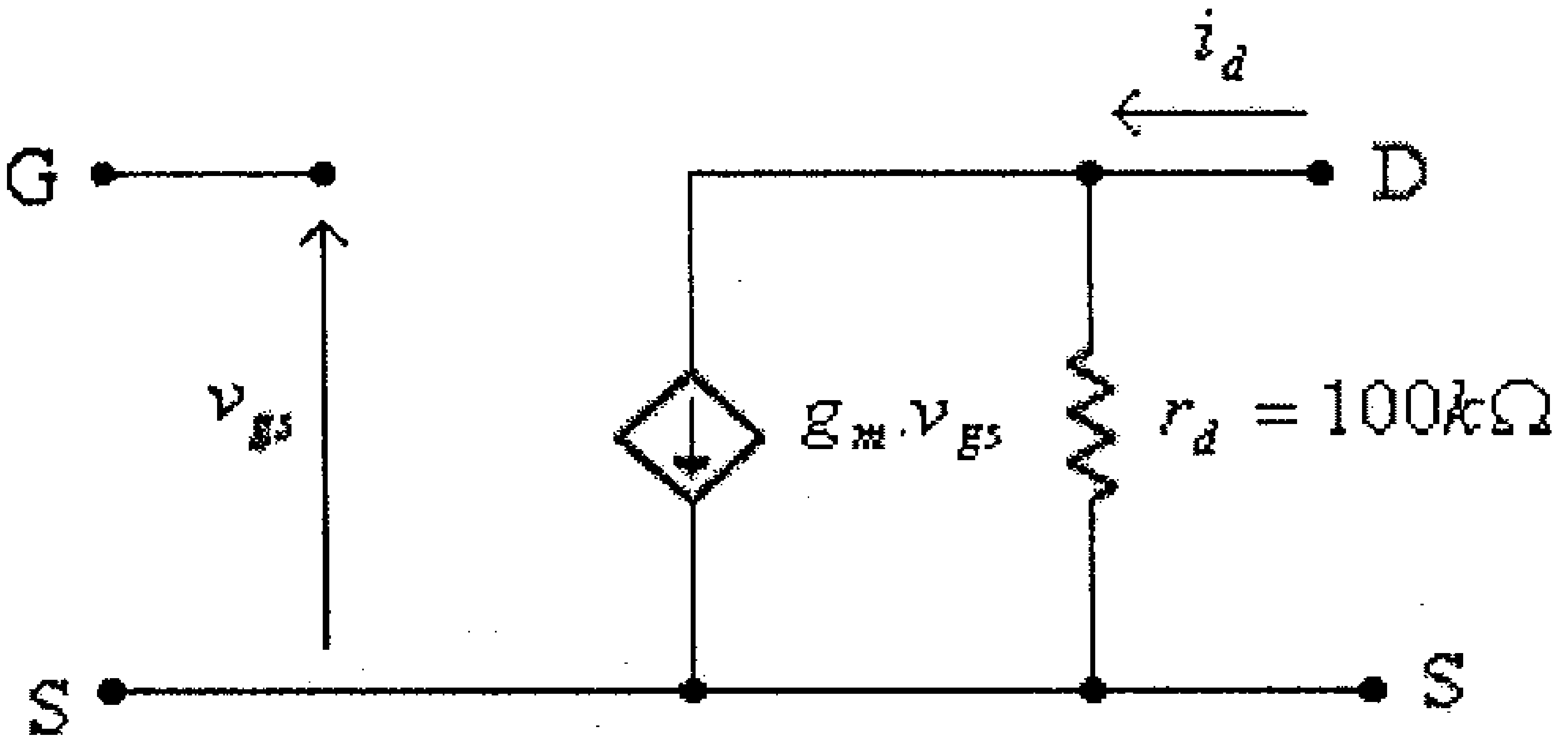
وعند $V_{GS} = 2V$، فإن $g_m = 1.5g_{m0} = 7.5x10^{-3} = 7.5mS$

وباستخدام هذه النقاط يمكن رسم العلاقة بين g_m و V_{GS}، وهذه العلاقـــة مبينة في الشكل التالي.



شكل (10)

ج) الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور مبينة في الشكل التالي:



شكل (11)

وكما في حالة ترانزيستور الــ JFET، فإن قيمة g_m يتم تحديدها من المعادلة:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}.\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

بعد تحديد قيمة V_{GS} من دائرة الإنحياز لهذا الترانزيستور.

3.4 الدائرة المكافئة للترانزيستور الـ Enhancement-type MOSFET.

عرفت من الجزء الأول من هذا الكتاب (الوحدة الخامسة) أنه يُمكن وصف العلاقة بين تيار المصرف، I_D، والفولطية بين البوابة والمصدر، V_{GS}، عند $V_{GS} > V_T$، بالصيغة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

وكما في حالة ترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET)، فبإيجاد مشتقة تيارالمصرف (I_D) بالنسبة للفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS})، نجد:

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = 2k.(V_{GS} - V_T)$$

ولكون:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

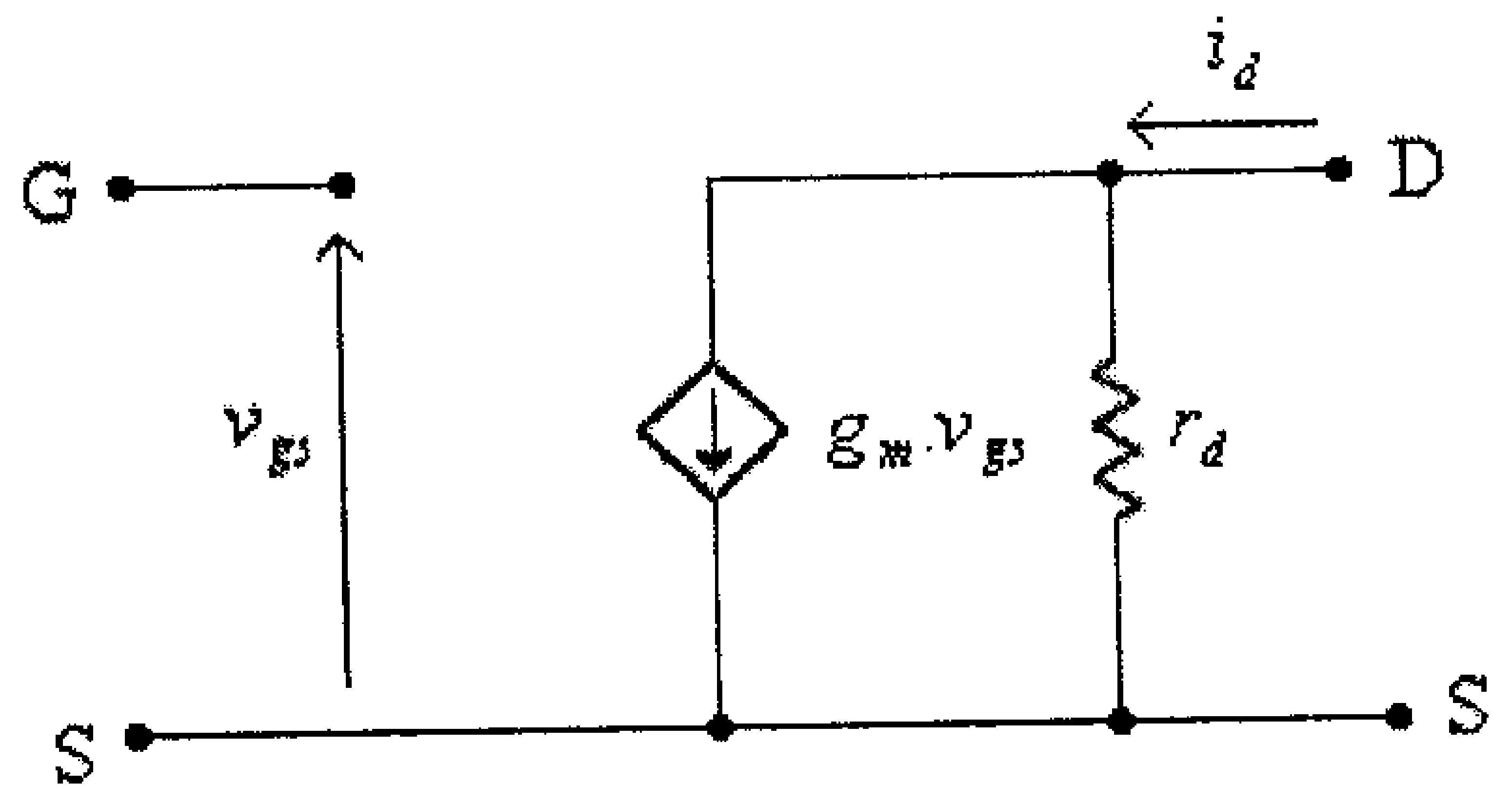
فإن:

$$\Delta I_D = g_m . \Delta V_{GS}$$

حيث:

$$g_m = 2k.(V_{GS} - V_T)$$

والدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور هي كتلك التي لترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET)، والمبينة في الشكل التالي.



شكل (12)

مثال (3):

إذا علمت أن $k = 3x10^{-4} A/V^2$، $V_T = 3V$ و $r_d = 100k\Omega$ ، لأحد الترانزيستورات من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET):

أ) أرسم العلاقة بين g_m و V_{GS} لهذا الترانزيستور.

ب) ارسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور.

الحل:

أ) من المعادلة:

$$g_m = 2k.(V_{GS} - V_T)$$

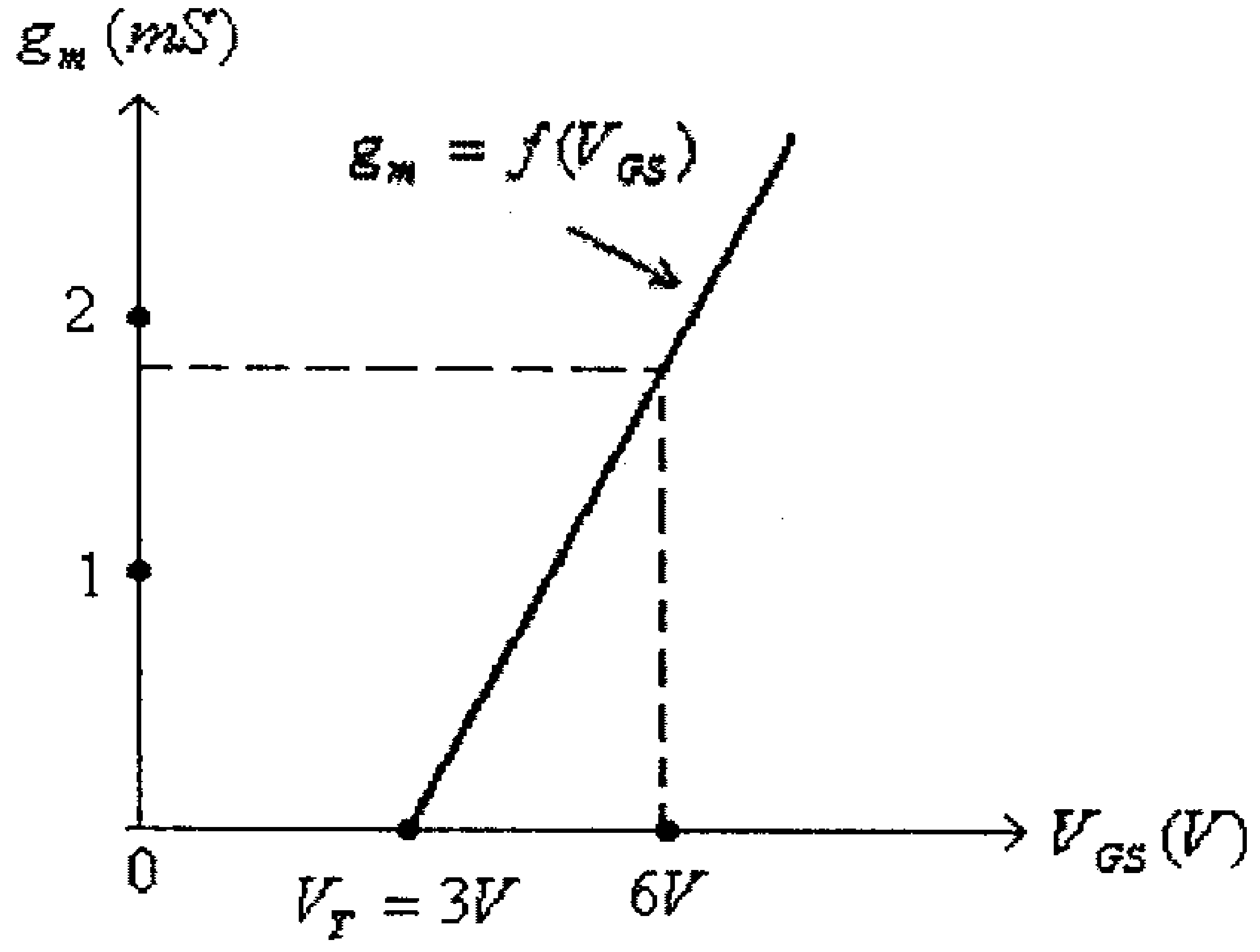
نجد:

$$g_m = 6x10^{-4}.(V_{GS} - 3)$$

عند $V_{GS} = V_T = 3V$، فإن $g_m = 0$،

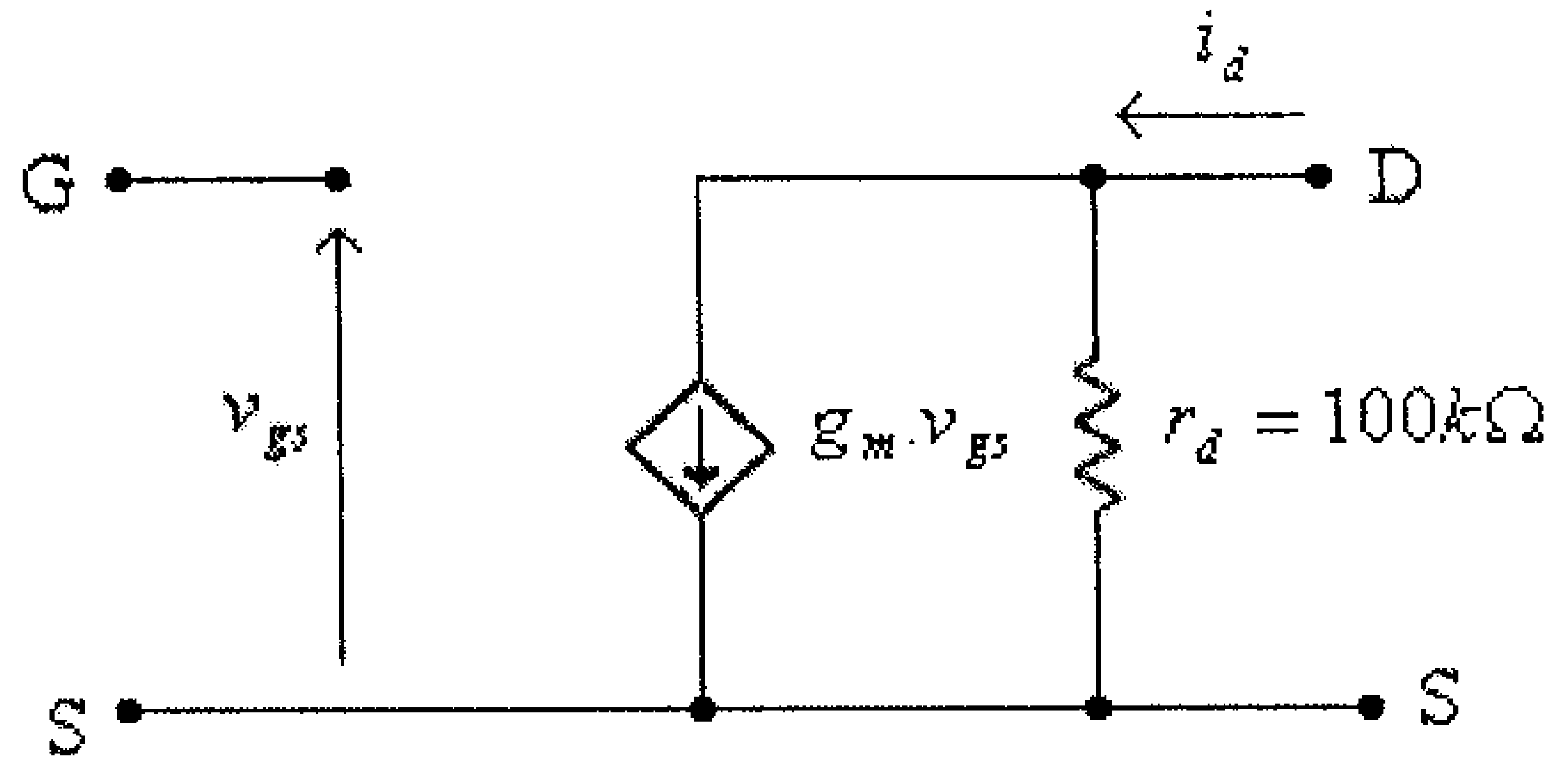
وعند $V_{GS} = 6V$، فإن $g_m = 1.8x10^{-3} S = 1.8mS$.

وهاتين النقطتين كافيتين لرسم العلاقة بين g_m و V_{GS}، وذلك لأنها علاقة خطية، وهذه العلاقة مبينة في الشكل التالي.



شكل (13)

ب) الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور مبينة في الشكل التالي:



شكل (14)

حيث:

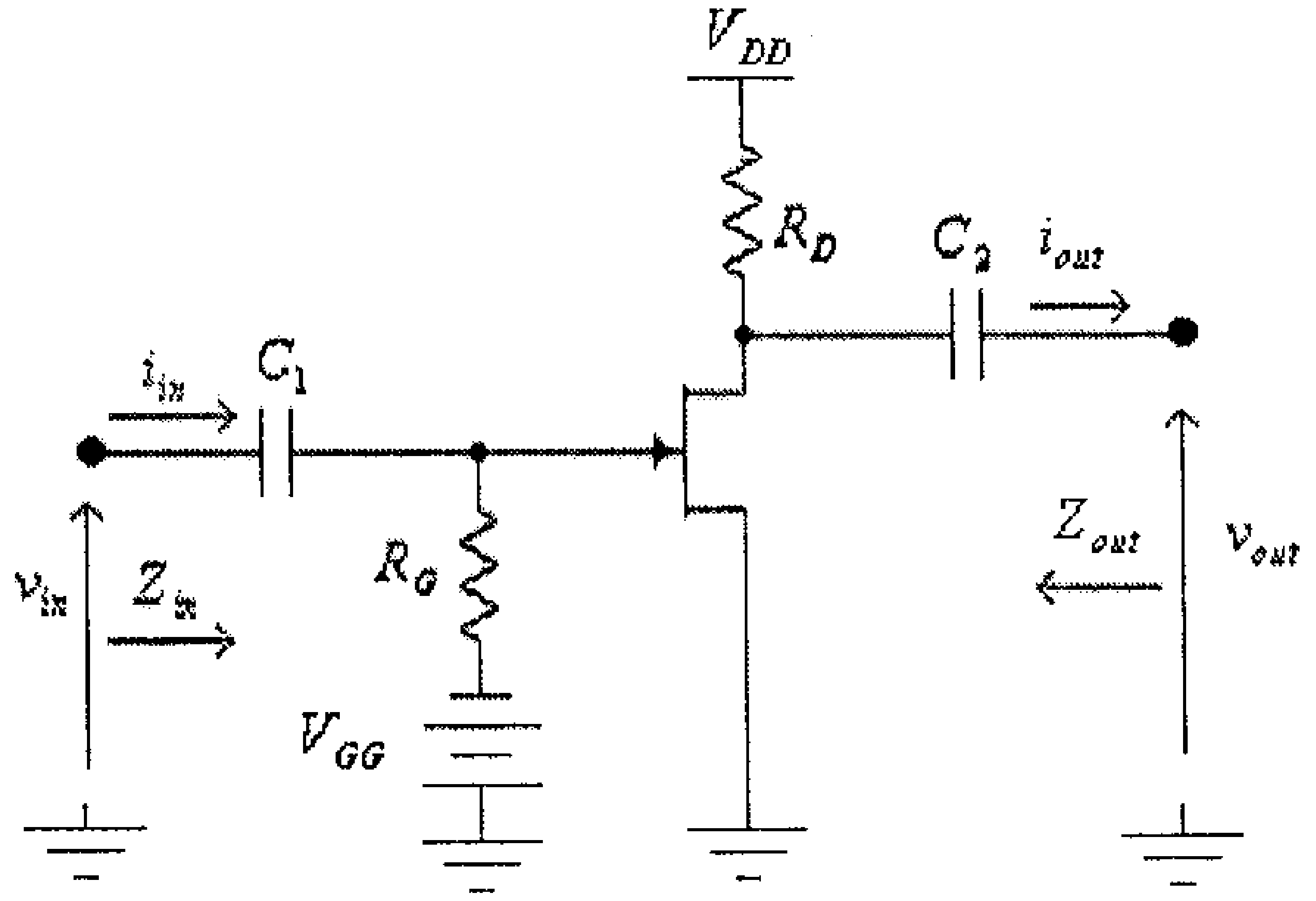
$$g_m = 6x10^{-4}.(V_{GS} - 3)$$

و V_{GS} يتم تحديدها من دائرة الإنحياز لهذا الترانزيستور.

وبعد أن تعرفنا على الدوائر المكافئة لترانزيستورات تـأثير المجـال المختلفة، سنقوم الأن بدارسة الدوائر المختلفة لهذه الترانزيستورات.

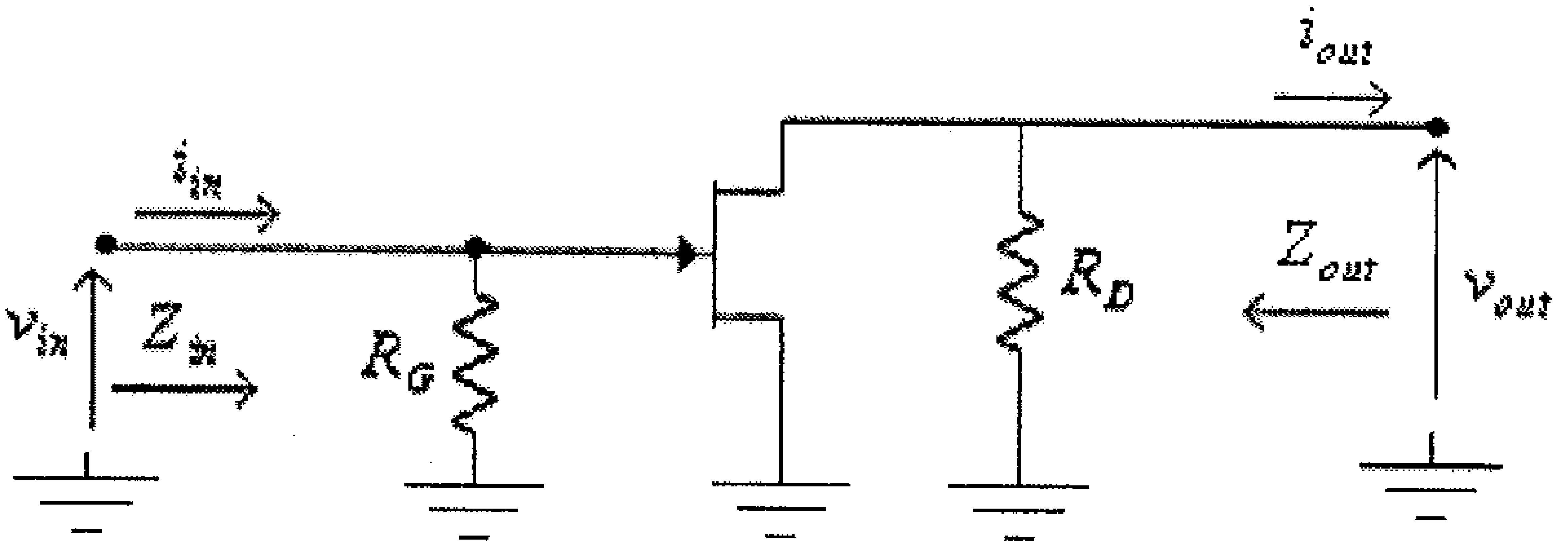
3.5 دائرة الإنحياز الثابت لترانزيستور الـ JFET.

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ثابت باستخدام ترانزيستور من النوع n-channel JFET.



شكل (15)

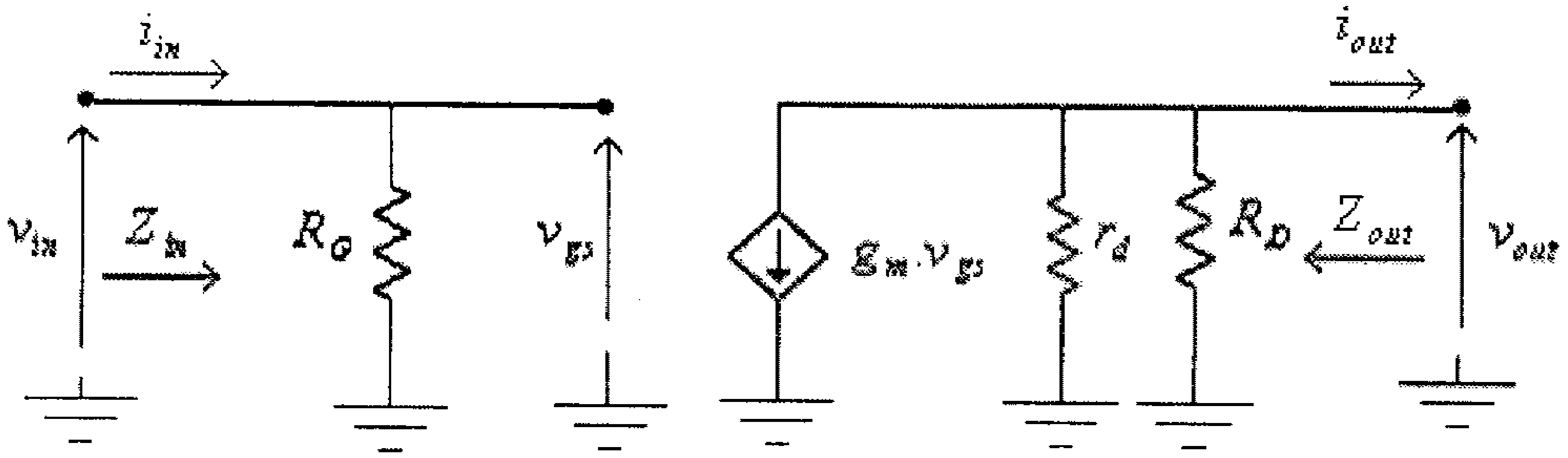
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (16)

لاحظ أنه، في هذه الدائرة، قد تم إستبدال كل من المكثفين C_1 و C_2 بدارة قصر (short circuit) كما تم حذف مصدري الفولطية المغذيين لدائرة الإنحياز.

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (17)

والآن من هذه الدائرة تستطيع إيجاد جميع القيم المطلوبة. فمن هذه الدائرة تجد أن:

- **الممانعة المدخلية:**

$Z_{in} = R_G$

- **الممانعة المخرجية:**

ولأن الممانعة المخرجية يتم ايجادها عندما تكون $v_{in} = v_{gs} = 0$، ولأن الممانعة المدخلية لمصدر التيار ($g_m.v_{gs}$) تساوي مالانهاية، فإن:

$$Z_{out} = R_D \| r_d = \frac{R_D.r_d}{R_D + r_d}$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجية للترانزيستور r_d، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصرف R_D، أي أن:

$$Z_{out} \approx R_D$$

- **معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل**

يمكن من الدائرة المكافئة أن تلاحظ أن الفولطية المخرجية تنشأ نتيجة مرور التيار $g_m.v_{gs}$ في المقاومتين r_d و R_D والموصولتين على التوازي، وبالتالي فإن:

$$v_{out} = -g_m.v_{gs}.(R_D \| r_d) = -\frac{g_m.v_{gs}.R_D.r_d}{R_D + r_d} \quad ....(1)$$

ومن مدخل الدائرة المكافئة تجد أن:

$$v_{gs} = v_{in} \quad ....(2)$$

وبتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$v_{out} = -g_m.v_{in}.(R_D \| r_d) = -\frac{g_m.v_{in}.R_D.r_d}{R_D + r_d}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m.R_D.r_d}{R_D + r_d} \quad ....(3)$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، r_d، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصرف، R_D، وبالرجوع الى شكل (17) يمكنك أن تجد أن:

$$v_{out} = -g_m.v_{gs}.R_D \quad ....(4)$$

وبتعويض قيمة v_{gs} من المعادلة (2) في هذه المعادلة، تجد أن:

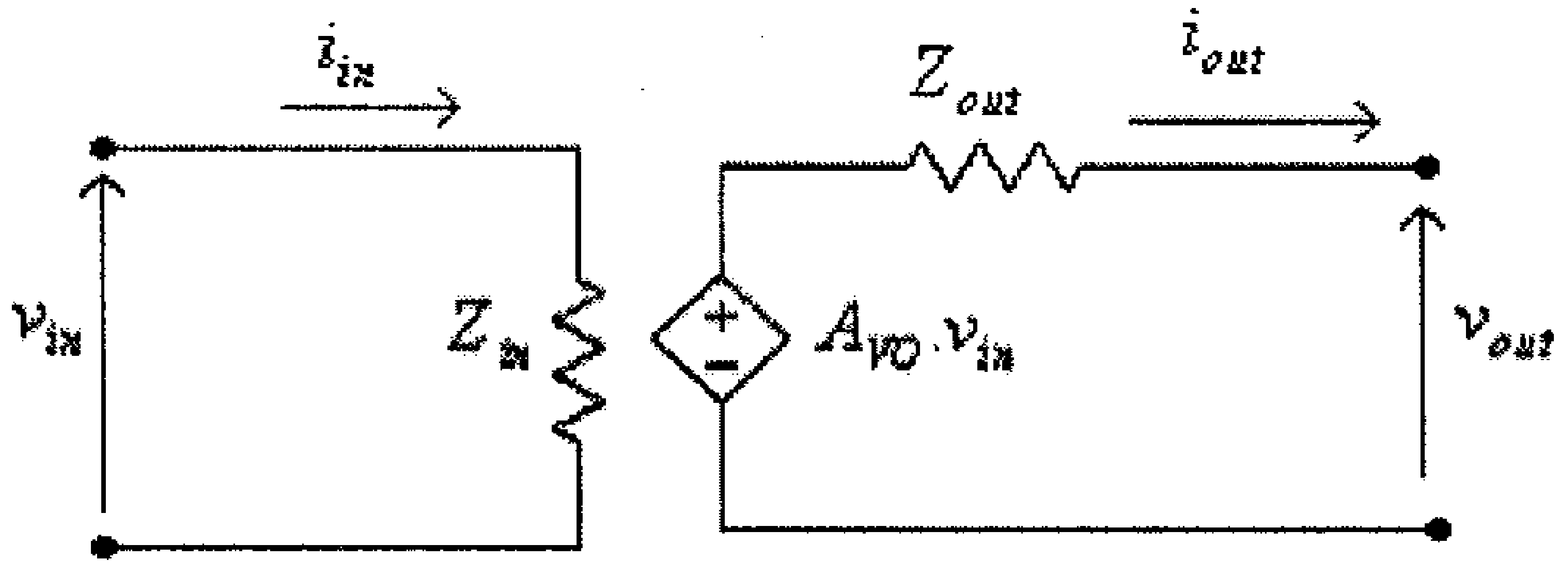
$$v_{out} = -g_m.v_{in}.R_D$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m.R_D \quad ....(5)$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره 180^0.

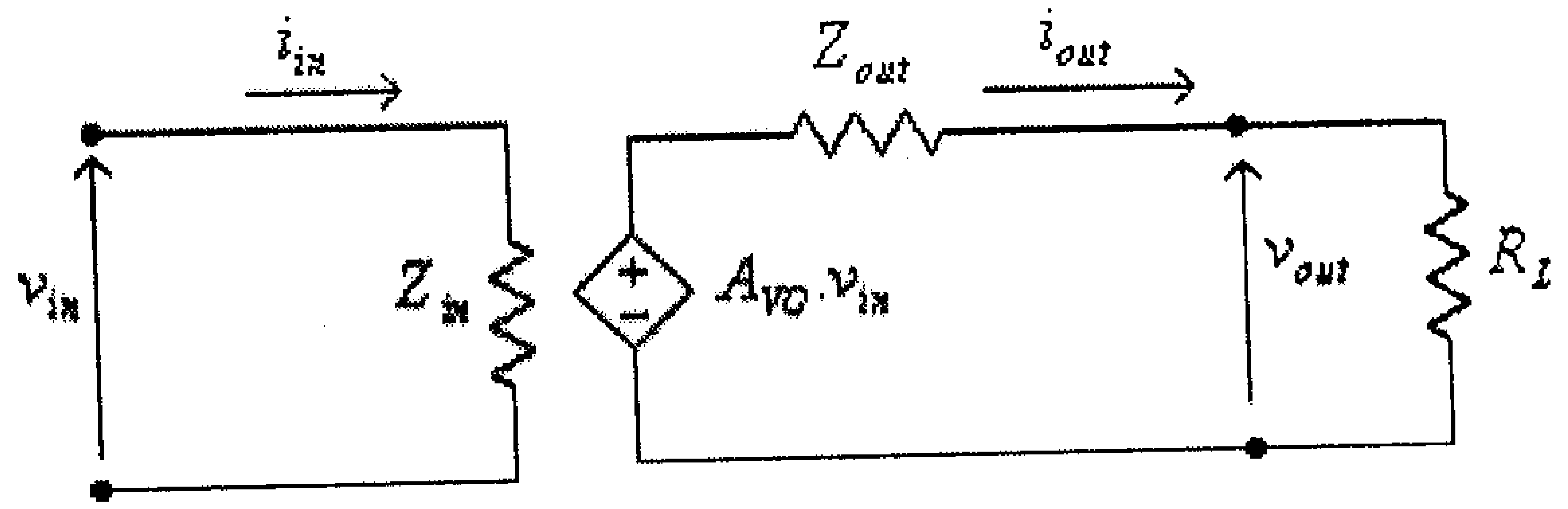
وبعد أن تم إيجاد كل من Z_{in}، Z_{out} و A_{VO} يمكن رسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (18)

- **معامل تضخيم التيار**

في حالة توصيل حمل، مقاومته R_L، على مخرج الدائرة المكافئة، والمبينة في الشكل السابق، تصبح الدائرة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (19)

من هذا الشكل نجد أن:

$$i_{out} = \frac{A_{VO}.v_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

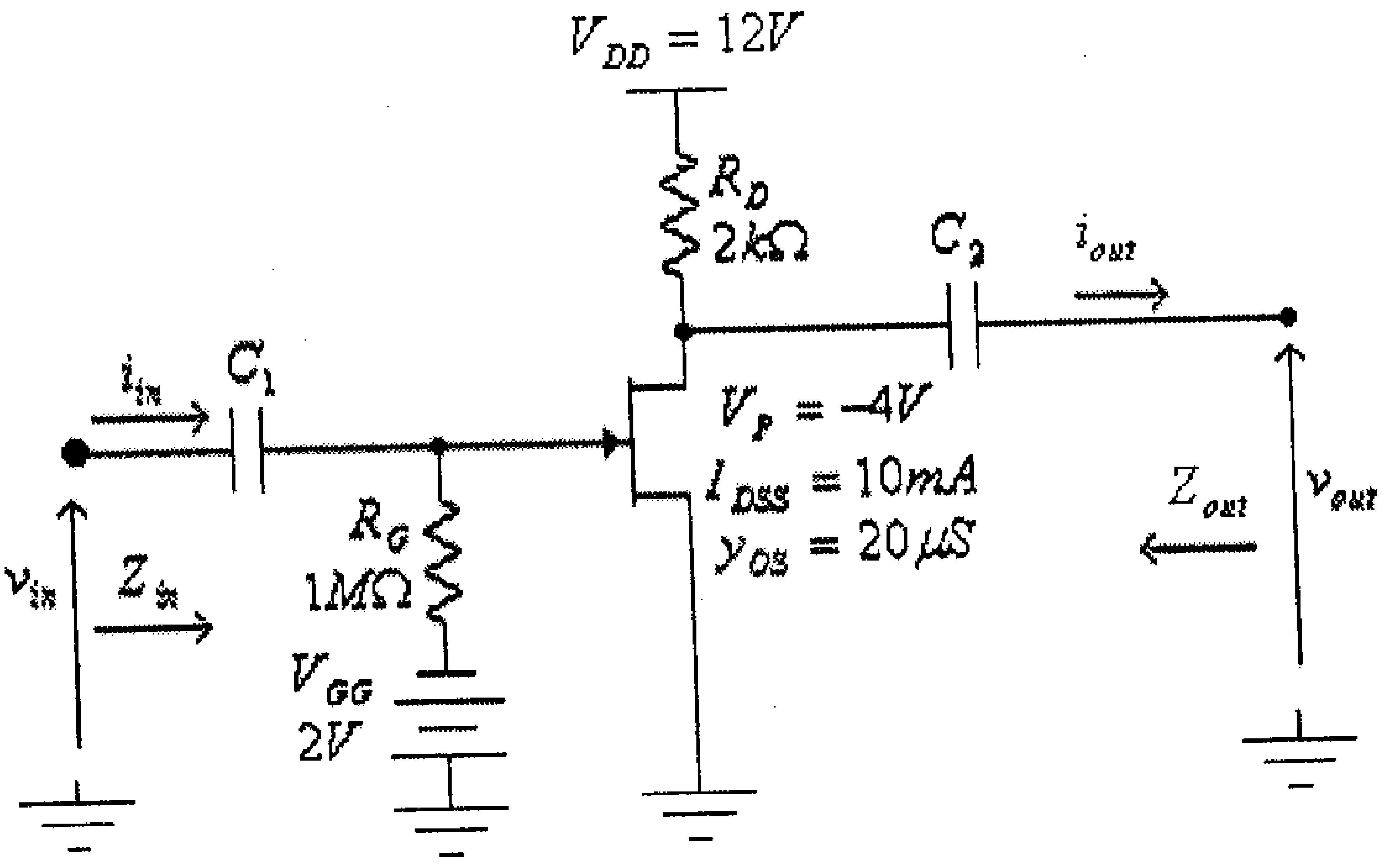
و:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{Z_{in}}$$

وبالتالي فإن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VO}.Z_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

مثال (4): لدائرة التضخيم التالية:



شكل (20)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}، وإهمال تأثير الممانعة المخرجية للترانزيستور، r_d.

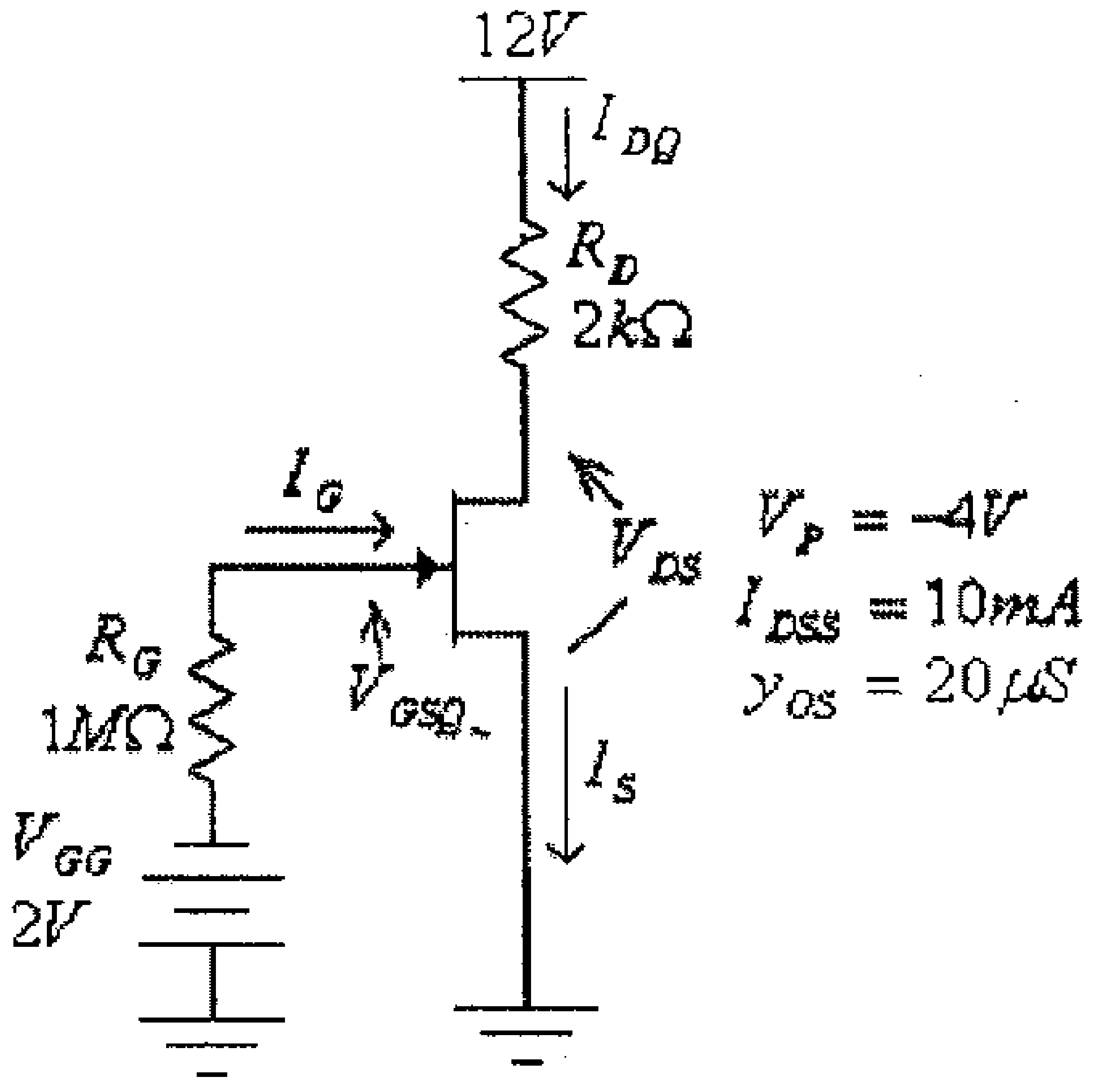
هـ) وفي حالة توصيل حمل، مقاومته $5k\Omega$، أوجد v_{out} إذا علمت أن $v_{in} = \sin(2000\pi t)$.

وأوجد كذلك معامل تضخيم الفولطية A_V، ومعامل تضخيم التيار، A_i.

الحل:

أ) تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة V_{GSQ} منها.

دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (21)

من هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -V_{GG} = -2V$$

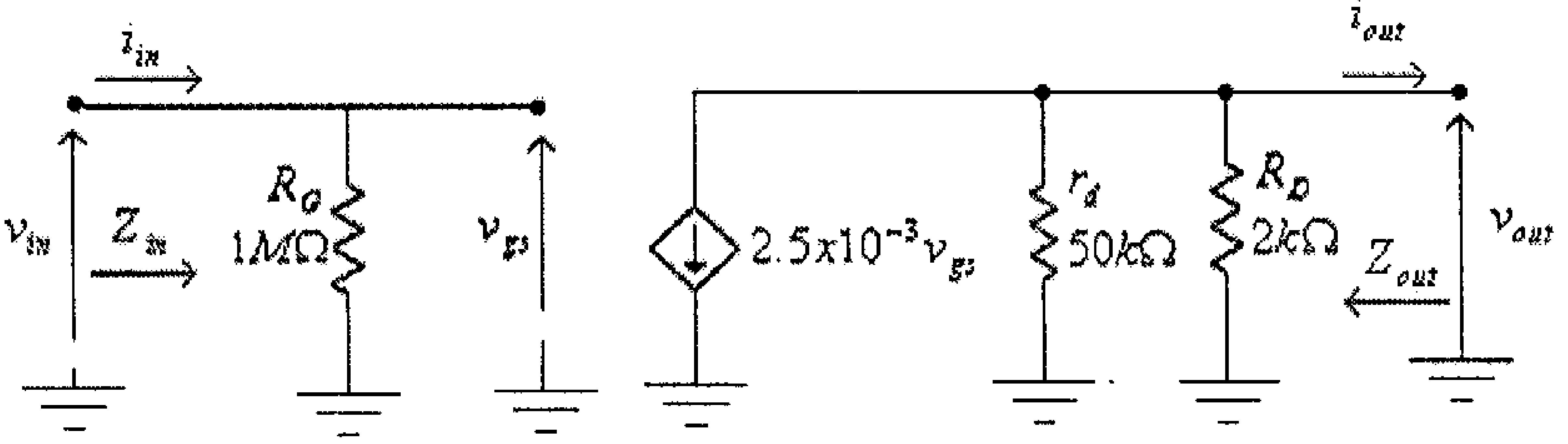
وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2x10x10^{-3}}{4} = 5x10^{-3}S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0}\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5\left(1-\frac{-2}{-4}\right) = 2.5mS$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{20x10^{-6}} = 50x10^3\,\Omega = 50k\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (22)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = R_G = 1M\Omega$$

$$Z_{out} = R_D \| r_d = \frac{R_D.r_d}{R_D + r_d} = \frac{(2x10^3).(50x10^3)}{2x10^3 + 50x10^3} = 1.923x10^3\,\Omega = 1.923k\Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{out} \approx R_D = 2k\Omega$$

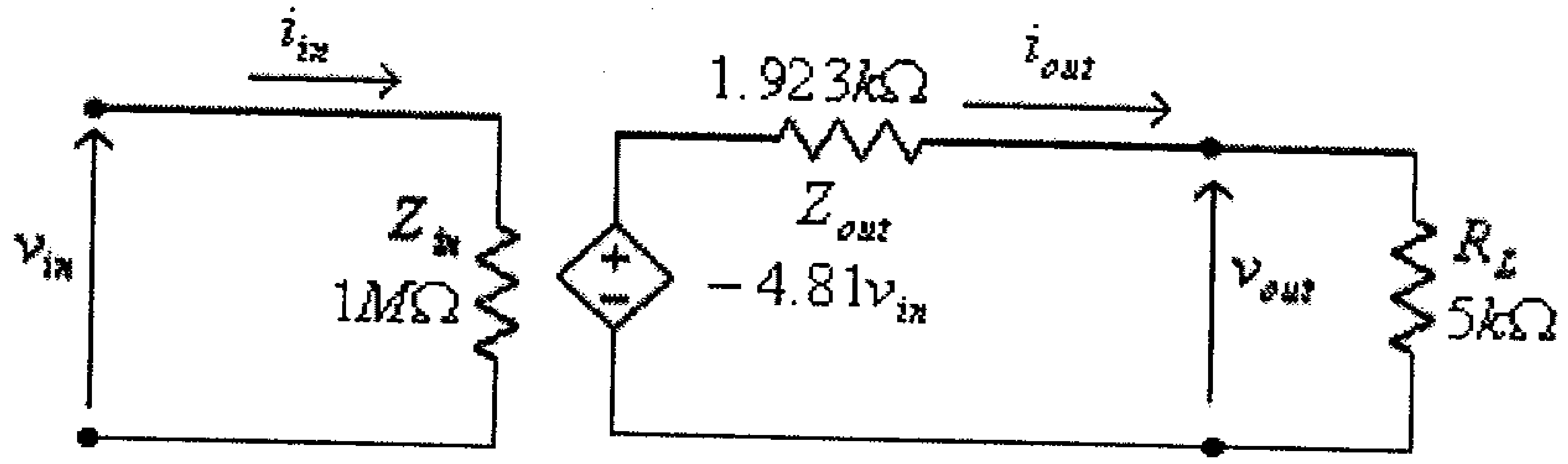
ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO} ، هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m.R_D.r_d}{R_D + r_d} = -\frac{(2.5x10^{-3}).(2x10^3).(50x10^3)}{2x10^3 + 50x10^3} = -4.81$$

د) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، وفي حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجية للترانزيستور، r_d، هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m.R_D = (-2.5x10^{-3}).(2x10^3) = -5$$

هـ) الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم مع الحمل الموصول على مخرجها هي كما في الشكل أدناه:



شكل (23)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = \frac{-4.81v_{in}.R_L}{Z_{out} + R_L} = \frac{-4.81v_{in}.(5x10^3)}{1.923x10^3 + 5x10^3} = -3.47v_{in}$$

معامل تضخيم الفولطية، عند هذا الحمل، هو:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -3.47$$

عند $v_{in} = \sin(2000\pi t)$، فإن:

$$v_{out} = -3.47\sin(2000\pi t)$$

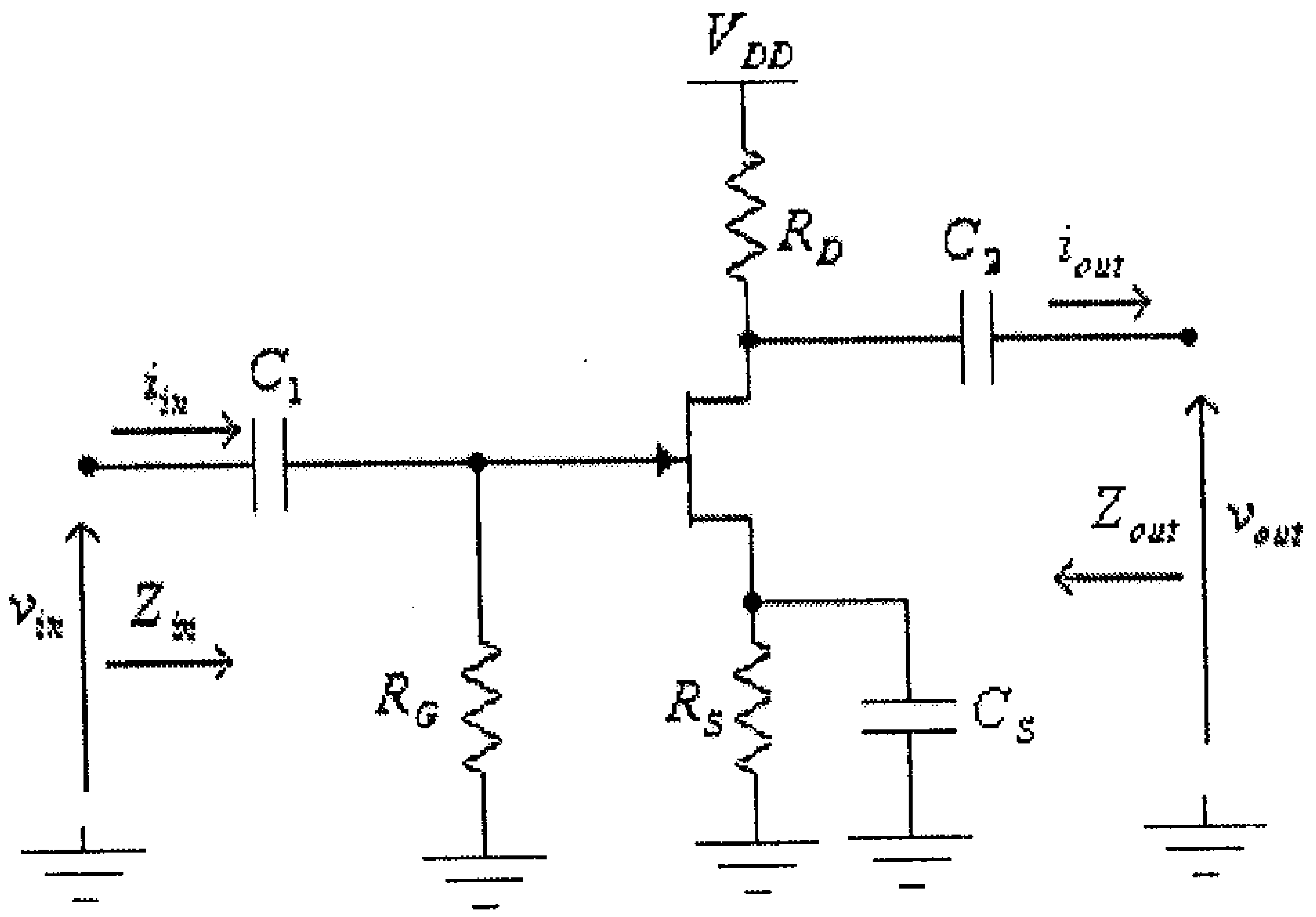
معامل تضخيم التيار، A_i، هو:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\frac{-4.81v_{in}}{Z_O + R_L}}{\frac{v_{in}}{Z_{in}}} = \frac{-4.81Z_{in}}{Z_O + R_L} = \frac{-4.81x1x10^6}{1.923x10^3 + 5x10^3} = -695$$

لاحظ معامل تضخيم التيار الكبير لهذه الدائرة.

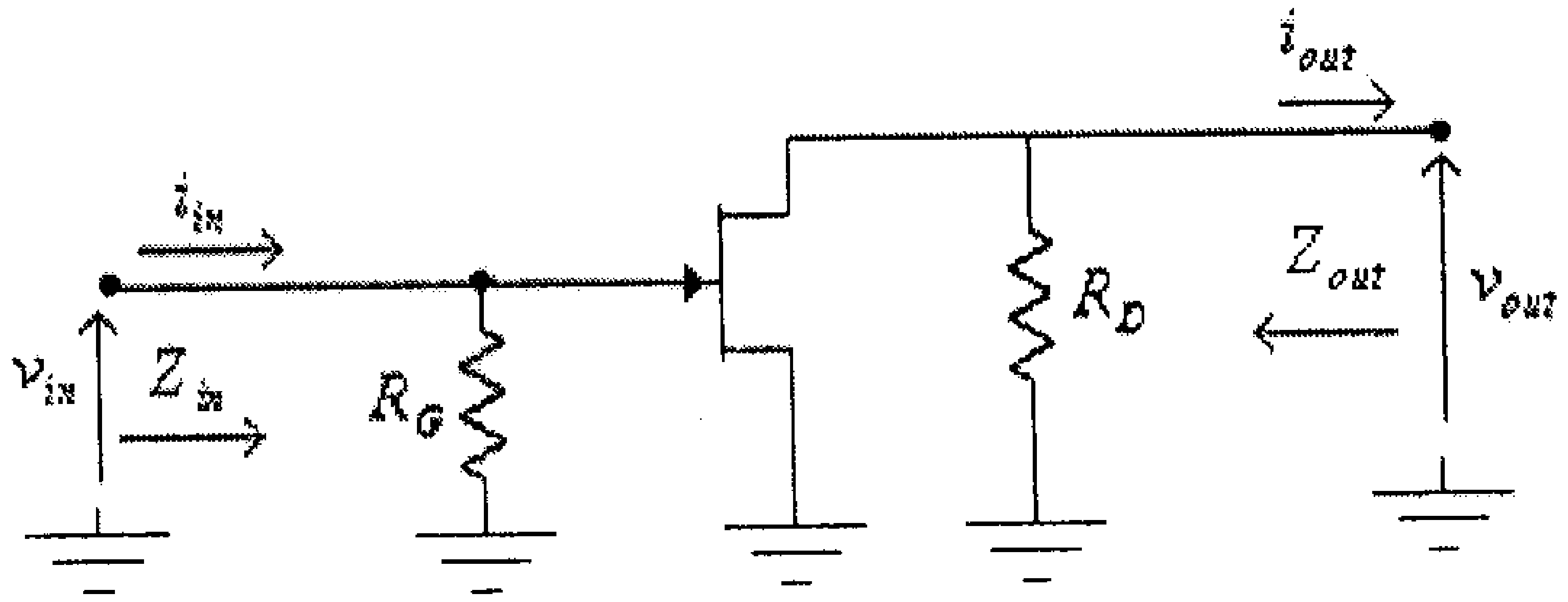
3.6 دائرة الإنحياز الذاتي لترانزيستور الـ JFET.

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ذاتي، باستخدام ترانزيـــستور من النوع n-channel JFET.



شكل (24)

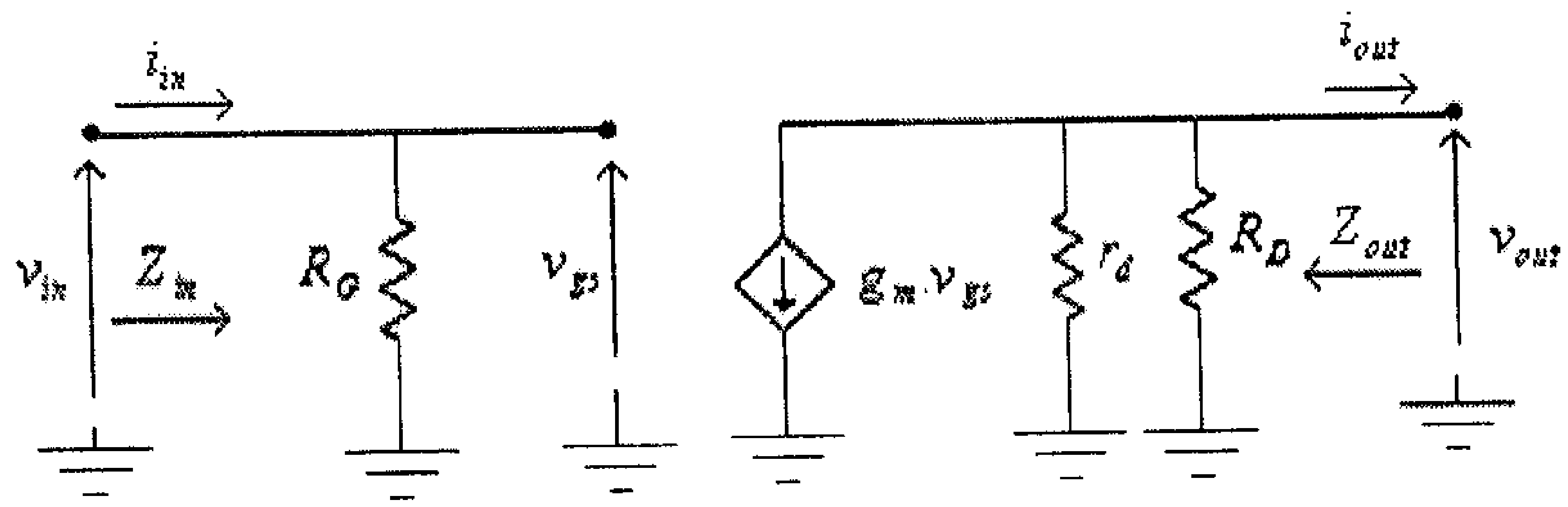
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (25)

لاحظ في هذه الدائرة أن كلاً من المكثفين C_1 و C_2 وكذلك المكثف C_S قد تم إستبداله بدارة قصر (short-circuit).

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (26)

لاحظ أن هذه الدائرة مشابهة للدائرة المكافئة لدائرة الإنحياز الثابت والمبينة في الشكل (17)، وبالتالي فإن جميع المعاملات لهذه الدائرة تشبه تلك لدائرة الإنحياز الثابت، أي أنه لهذه الدائرة:

- **الممانعة المدخلية:**

$$Z_{in} = R_G$$

- **الممانعة المخرجية:**

$$Z_{out} = R_D \| r_d = \frac{R_D . r_d}{R_D + r_d}$$

وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت، فإنه عادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجية للترانزيستور r_d، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصرف R_D، أي أن: $Z_{out} \approx R_D$

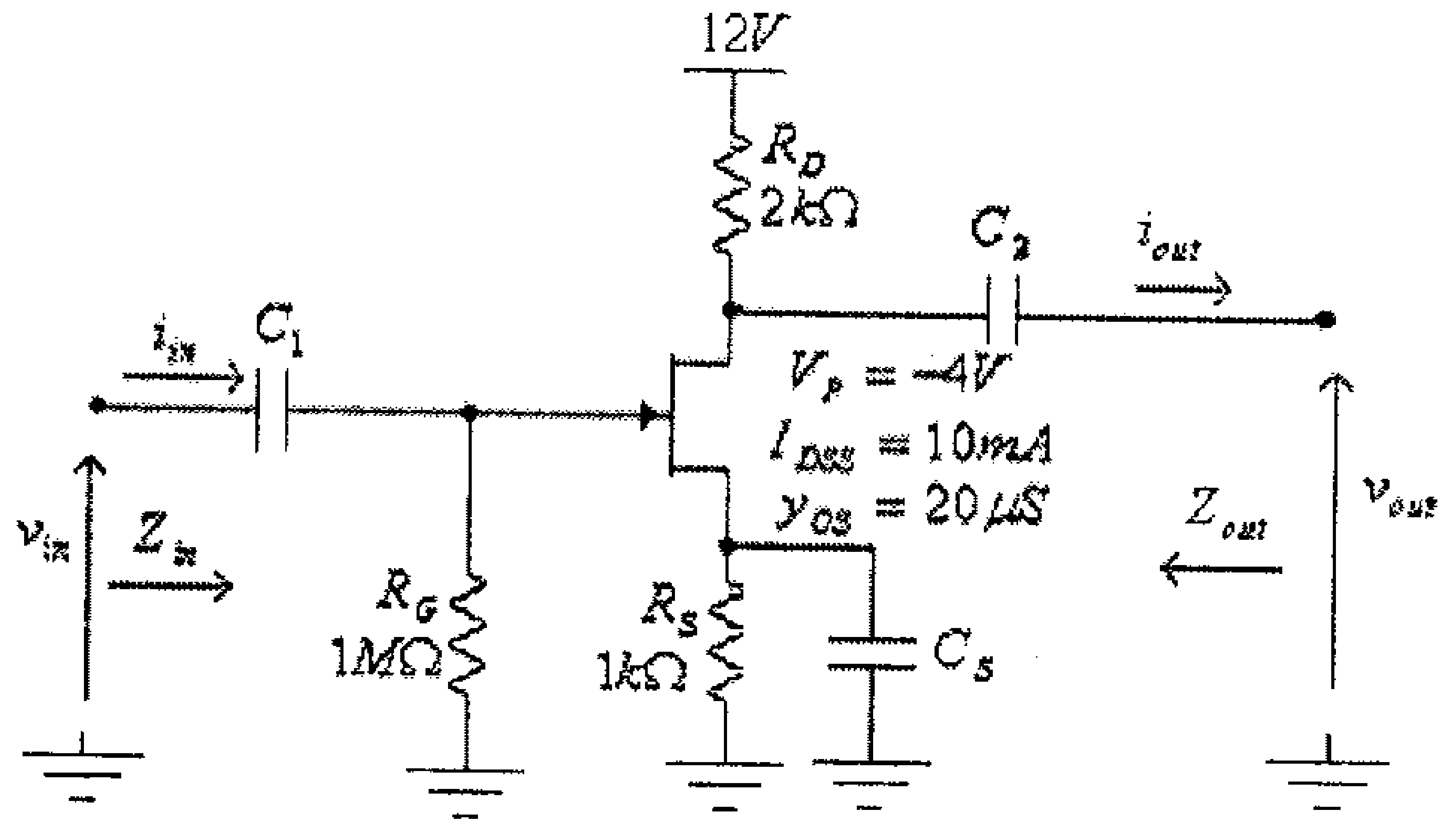
- **معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل**

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m . R_D . r_d}{R_D + r_d}$$

وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت، وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور r_d، نجد أن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m . R_D$$

مثال (5): لدائرة التضخيم التالية:



شكل (27)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

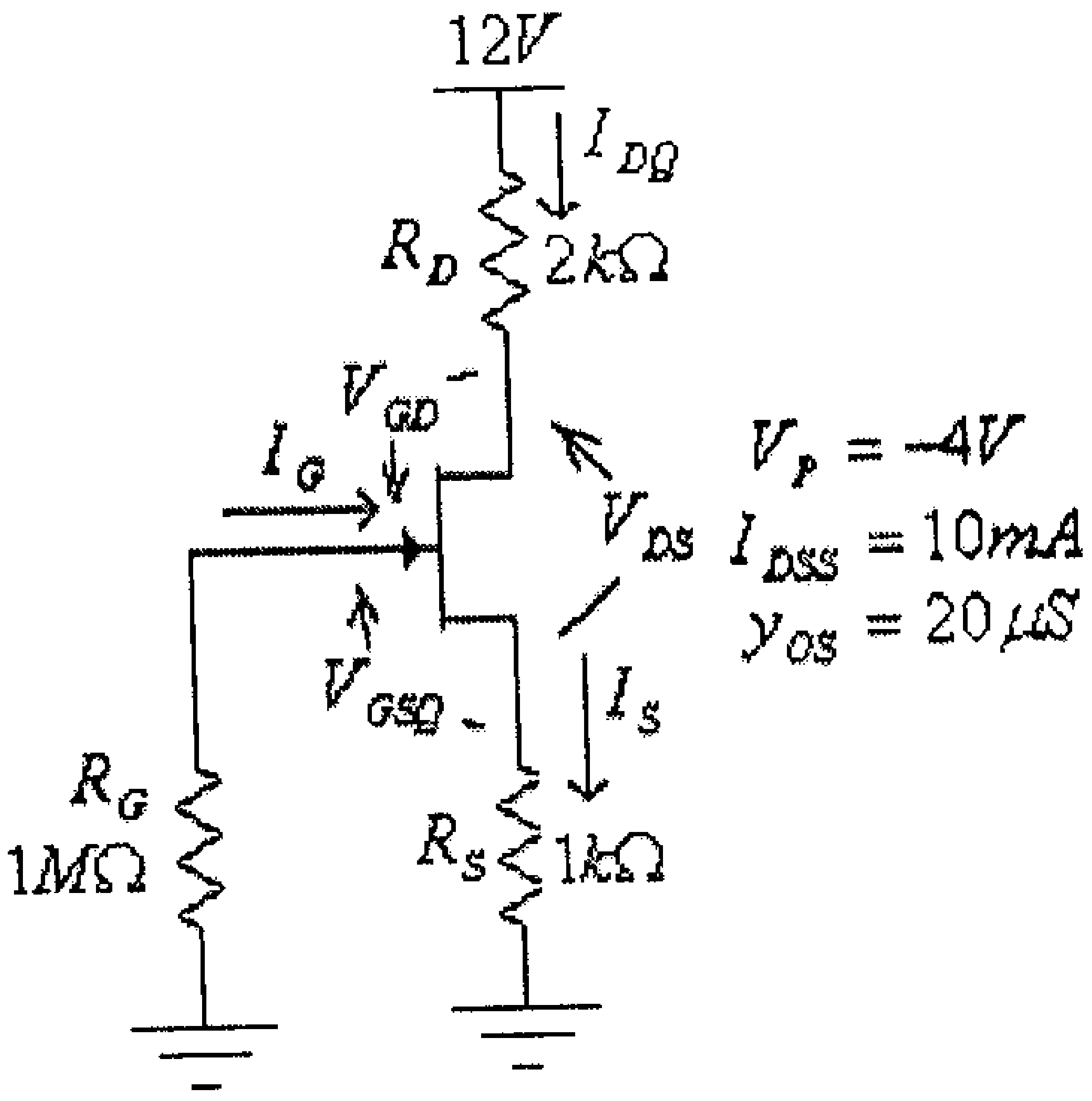
ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO} ، في حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجية للترانزيستور، r_d.

الحل:

أ) وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة V_{GSQ}. دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (28)

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 - \frac{-I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 + \frac{I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 - \frac{1000 I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 - 250 I_{DQ}\right)^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 - 500 I_{DQ} + 62500 I_D{}^2\right)$$

أو:

$$625 I_{DQ}{}^2 - 6 I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{6 \pm \sqrt{36 - 4(625)(0.01)}}{(2)(625)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0075A = 7.5mA$$

$$I_{DQ2} = 0.0021A = 2.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = -I_D.R_S = -1000.I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = -I_{DQ1}.R_S = -1000.I_{DQ1} = -1000(0.0075) = -7.5V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

و:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -2.1x10^{-3}(1x10^3) = -2.1V$$

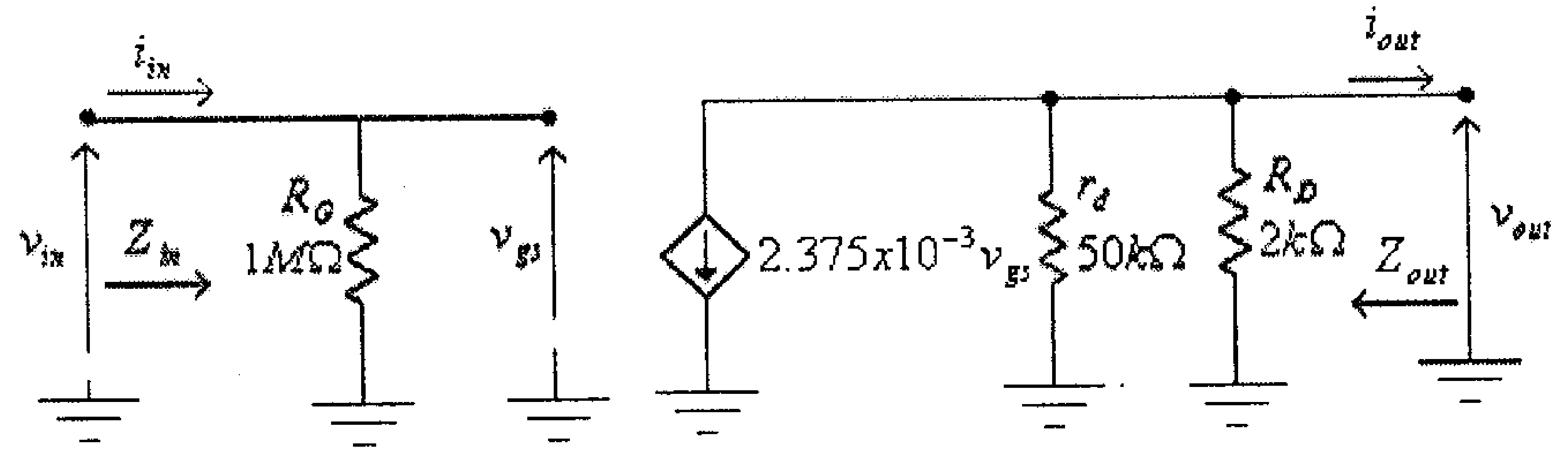
وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2x10x10^{-3}}{4} = 5x10^{-3}S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0}\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5\left(1-\frac{-2.1}{-4}\right) = 2.375mS$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{20x10^{-6}} = 50x10^3\Omega = 50k\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (29)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = R_G = 1M\Omega$$

$$Z_{out} = R_D\|r_d = \frac{R_D.r_d}{R_D+r_d} = \frac{(2x10^3).(50x10^3)}{2x10^3+50x10^3} = 1.923x10^3\Omega = 1.923k\Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{out} \approx R_D = 2k\Omega$$

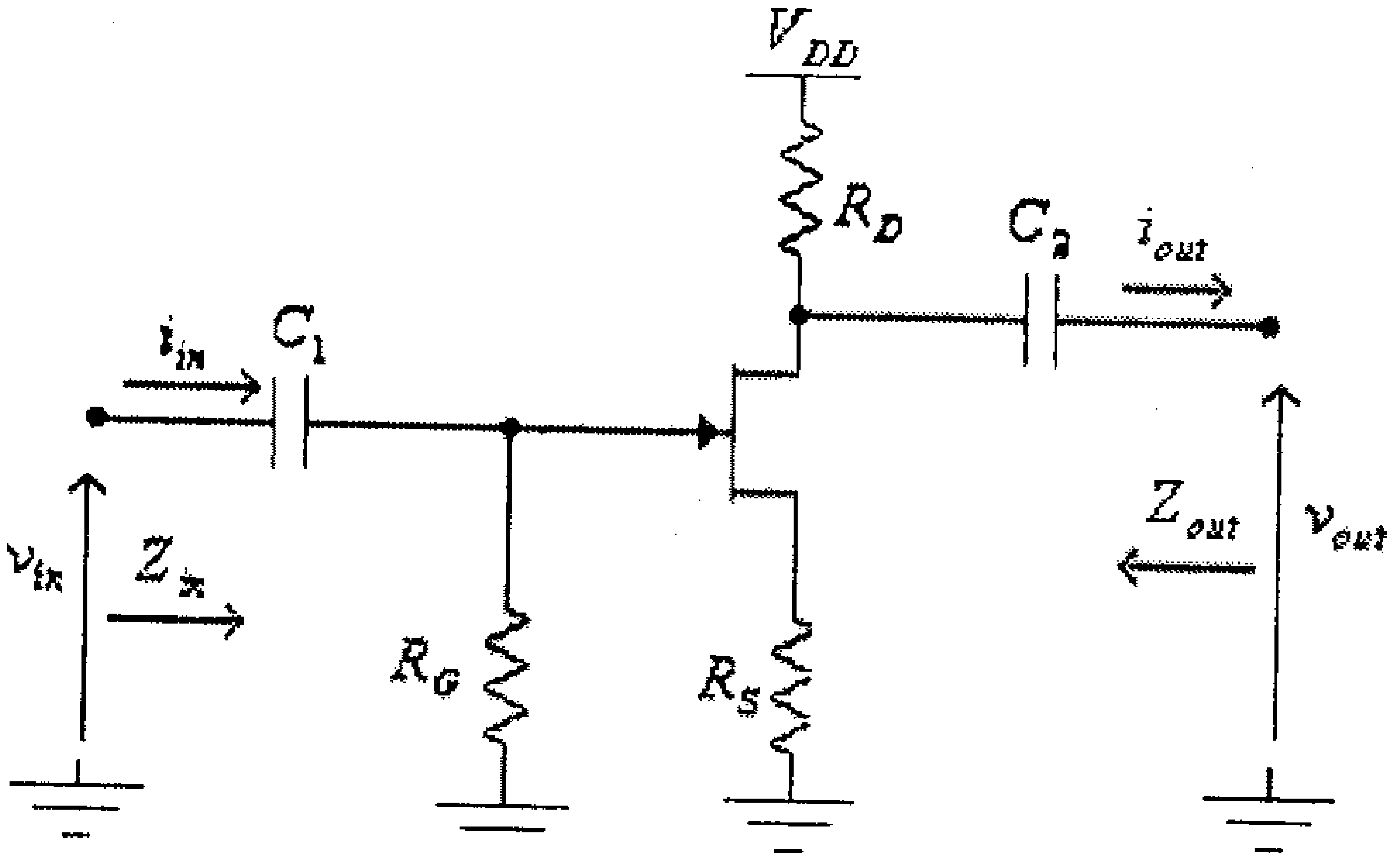
ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO} ، هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m . R_D . r_d}{R_D + r_d} = -\frac{(2.375x10^{-3}).(2x10^3).(50x10^3)}{2x10^3 + 50x10^3} = -4.567$$

د) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، وفي حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجية للترانزيستور، r_d، هو:

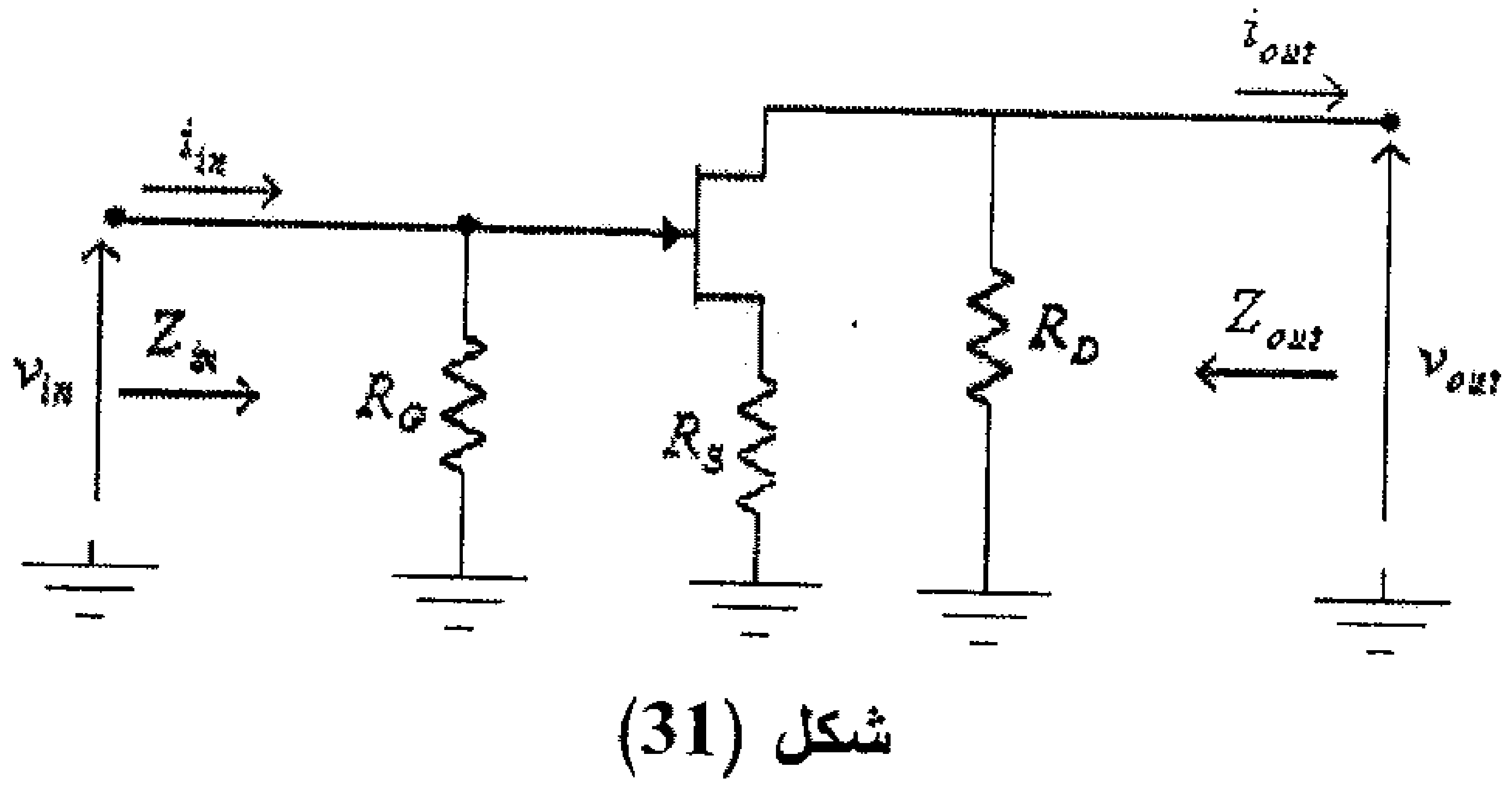
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m . R_D = (-2.375x10^{-3}).(2x10^3) = -4.75$$

وفي حالة عدم وجود المكثف C_S، كما في حالة دائرة التضخيم بإنحيـــاز ذاتي التالية.



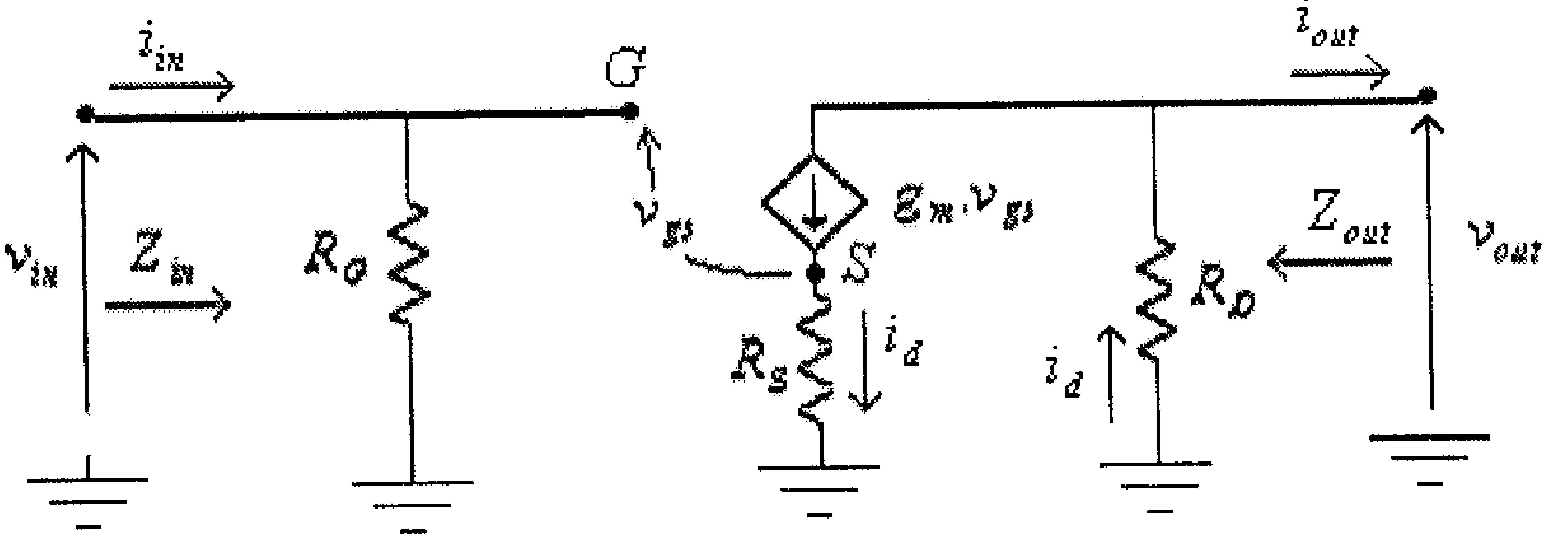
شكل (30)

فإن الدائرة المكافئة للتيار المتردد تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (31)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة (مع إهمال تـأثير المقاومـة المخرجية للترانزيستور) تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (32)

من هذه الدائرة، نجد:

- **الممانعة المدخلية:**

$$Z_{in} = R_G$$

- **الممانعة المخرجية:**

وحيث أن الممانعة المخرجية يتم إيجادها عندما تكون قيمة v_{in} تساوي صفراً، أي أن v_{gs} تساوي صفراً. وبالتالي قيمة مصدر التيار ($g_m.v_{gs}$) تساوي صفراً.

وحيث أن الممانعة المدخلية لمصدر التيار $g_m.v_{gs}$ تساوي ما لانهاية فهو يكافىء دارة مفتوحة (open-circuit) وبالتالي فإن:

$$Z_{out} = R_D$$

- **معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل**

من الدائرة، أعلاه:

$$v_{in} = i_d.R_S + v_{gs} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

ولكن:

$$i_d = g_m . v_{gs} \qquad ....(2)$$

من المعادلتين (1) و (2)، نجد:

$$v_{in} = g_m . v_{gs} . R_S + v_{gs} = v_{gs}(g_m . R_S + 1) \quad ....(3)$$

وكذلك:

$$v_{out} = -i_d . R_D \quad ....(4)$$

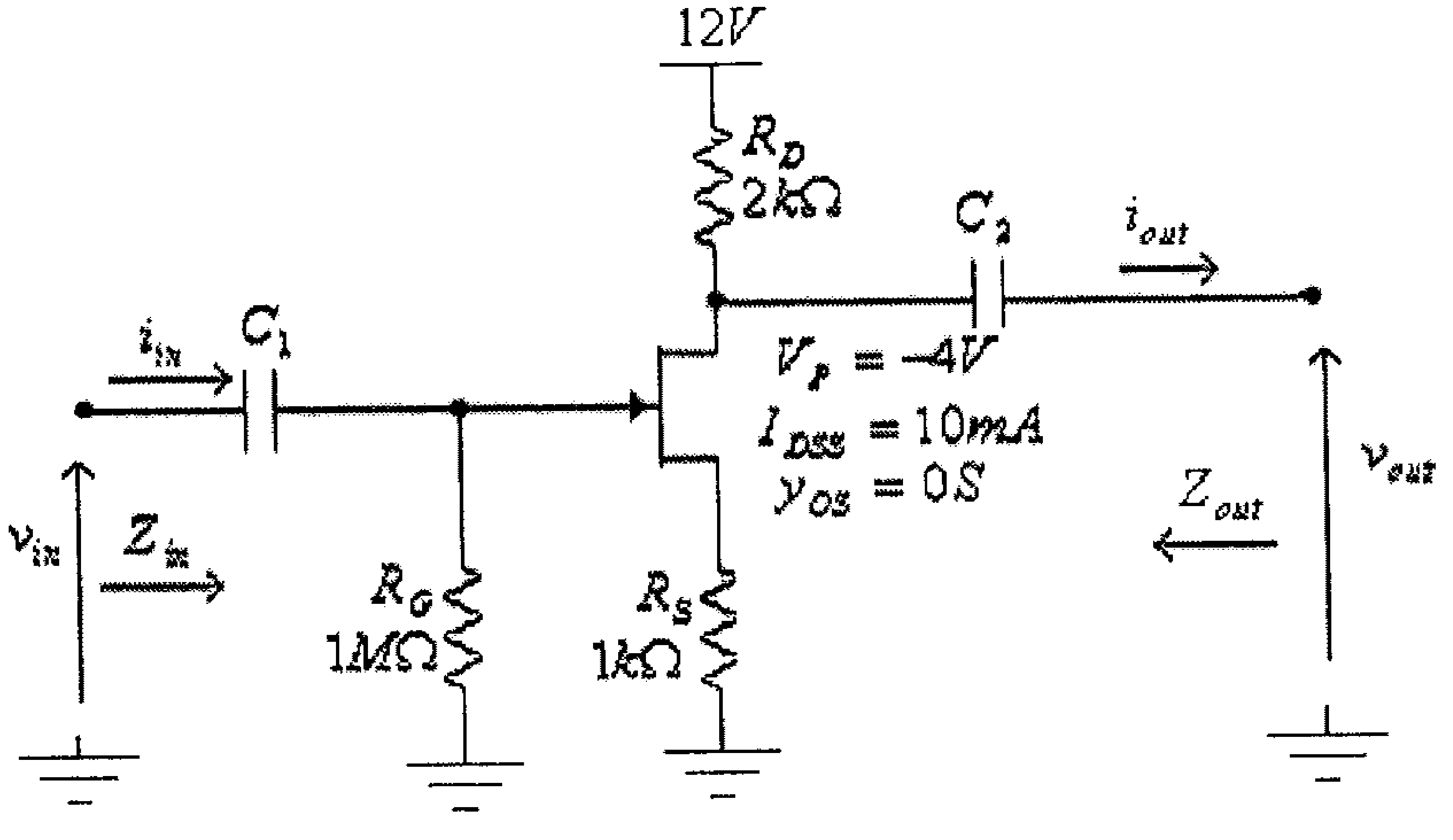
من المعادلتين (2) و (4)، نجد:

$$v_{out} = -g_m . v_{gs} . R_D \quad ....(5)$$

من المعادلتين (3) و (5)، نجد:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m . v_{gs} . R_D}{v_{gs}(g_m . R_S + 1)} = -\frac{g_m . R_D}{g_m . R_S + 1}$$

مثال (6): لدائرة التضخيم التالية:



شكل (33)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

الحل:

أ) ما يميز هذه الدائرة عن الدائرة في المثال السابق هو عدم وجود المكثف C_S. ولمّا كان هذا المكثف يتم حذفه عند دراسة إنحياز الترانزيســتور فإن دائرة الإنحياز في هذا المثال هي كما في حالة المثال الســابق. أي أن:

$$V_{GSQ} = -2.1V$$

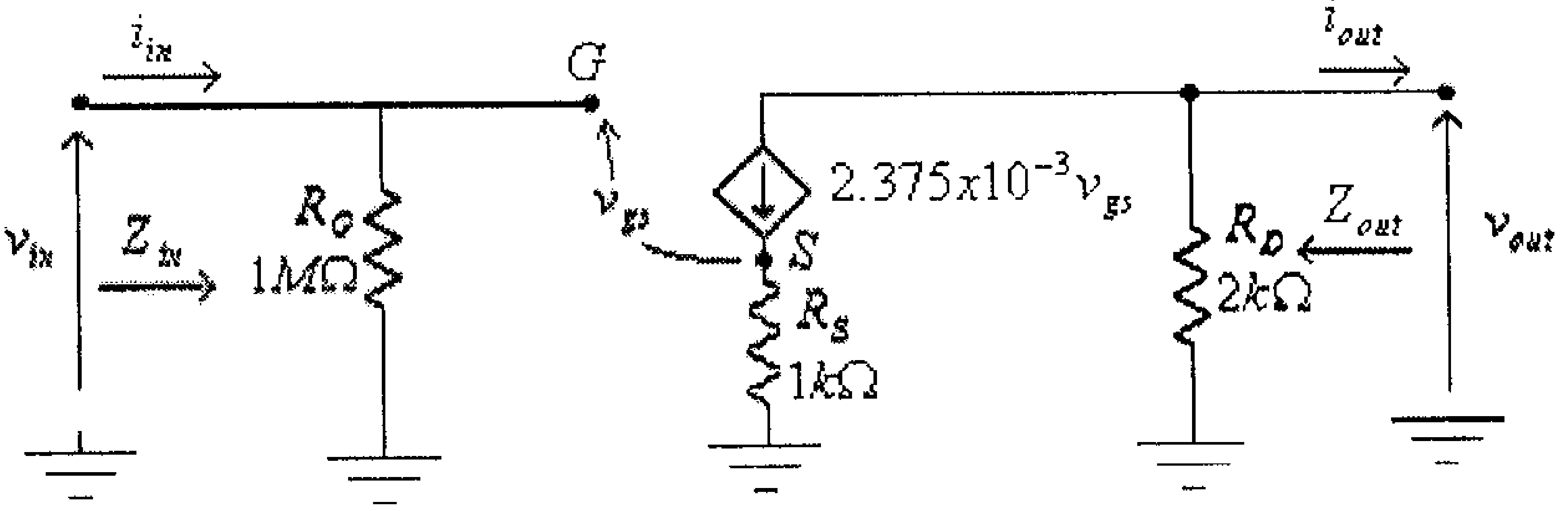
و:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2x10x10^{-3}}{4} = 5x10^{-3}S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0}\cdot\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5\left(1 - \frac{-2.1}{-4}\right) = 2.375mS$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \infty$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (34)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = R_G = 1M\Omega$$

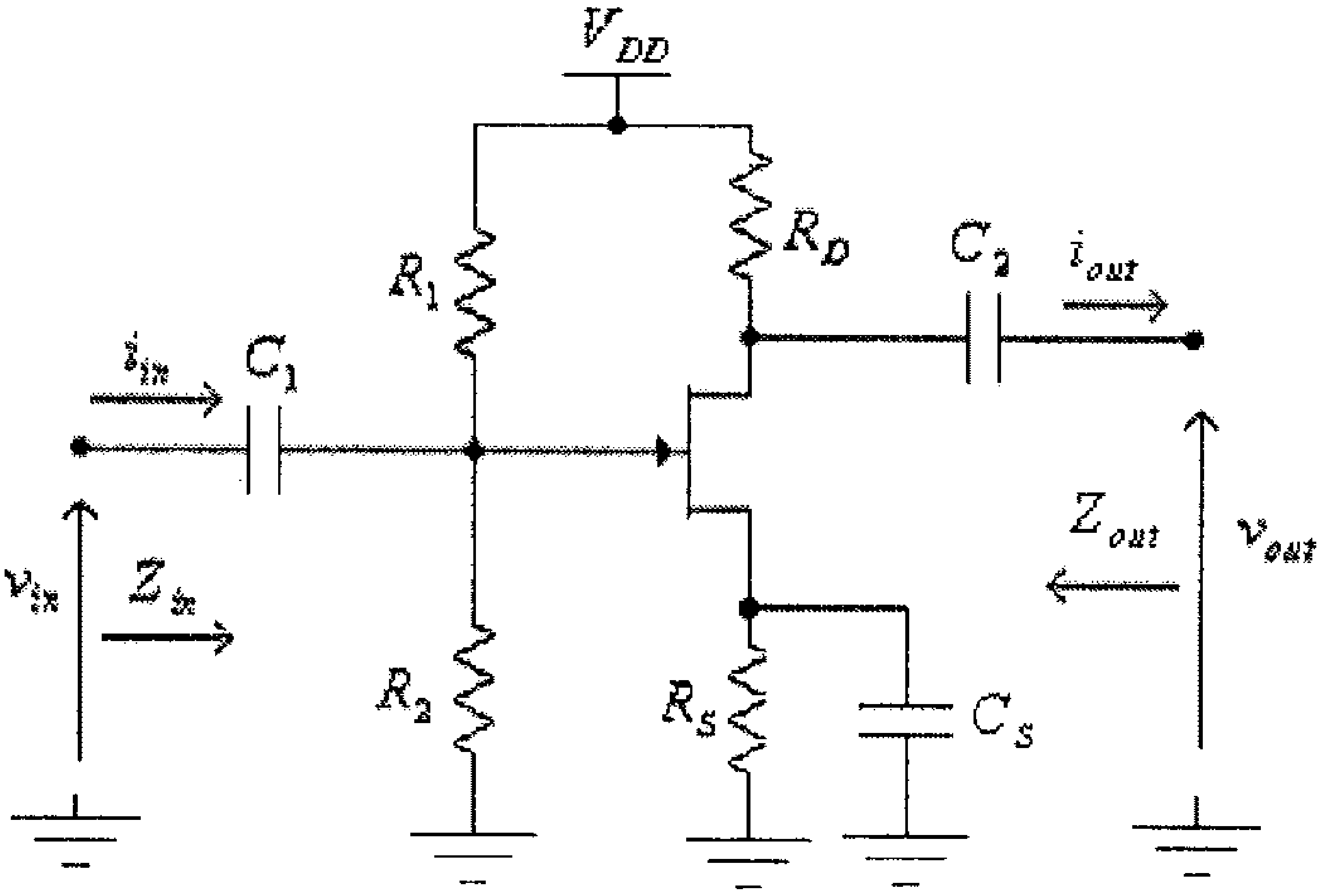
$$Z_{out} = R_D = 2k\Omega$$

ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}، هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m.R_D}{g_m.R_S + 1} = \frac{-2.375x10^{-3}(2x10^3)}{2.375x10^{-3}x(1000)+1} = 1.4074$$

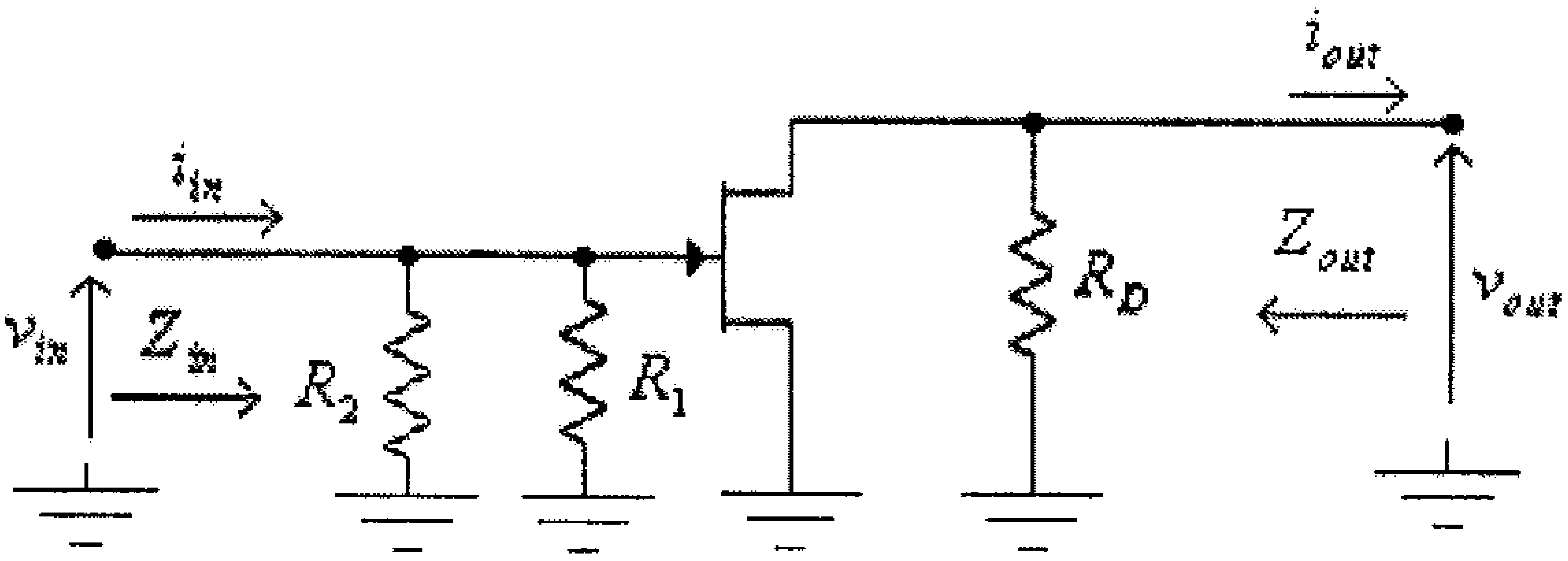
3.7 دائرة إنحياز مجزىء الفولطية لترانزيستور الـ JFET.

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز مجزىء الفولطية (voltage-divider) باستخدام ترانزيستور من النوع n-channel JFET.



شكل (35)

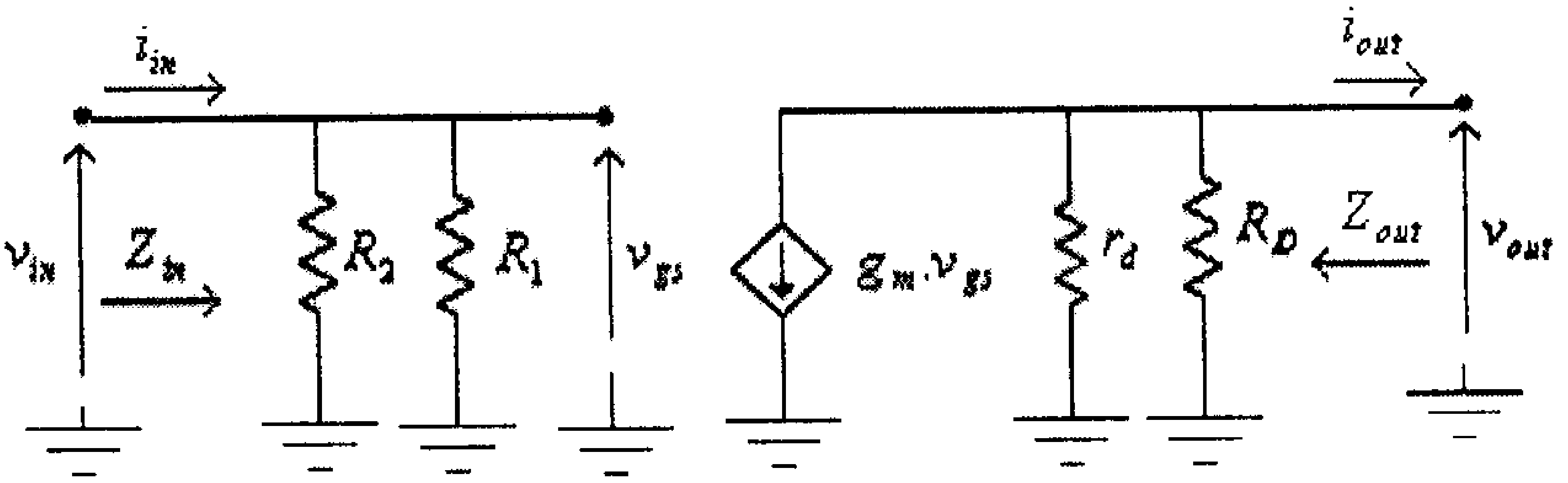
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (36)

لاحظ في هذه الدائرة أن كلاً من المكثفين C_1 و C_2 وكذلك المكثف C_S قد تم إستبداله بدارة قصر (short-circuit).

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (37)

من هذه الدائرة:

- **الممانعة المدخلية:**

$$Z_{in} = R_1 \| R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2}$$

- **الممانعة المخرجية:**

$$Z_{out} = R_D \| r_d = \frac{R_D.r_d}{R_D + r_d}$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجية للترانزيستور ، r_d، أكبر كثيــراً من قيمة مقاومة المصـرف، R_D ، أي أن:

$$Z_{out} \approx R_D$$

- **معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل**

$$v_{out} = -g_m.v_{gs}.(R_D \| r_d) = -\frac{g_m.v_{gs}.R_D.r_d}{R_D + r_d}$$

و:

$$v_{in} = v_{gs}$$

من هاتين المعادلتين، نجد:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m.R_D.r_d}{R_D + r_d}$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، r_d، كونها عـــادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصرف، R_D، نجد أن:

$$v_{out} = -g_m . v_{gs} . R_D$$

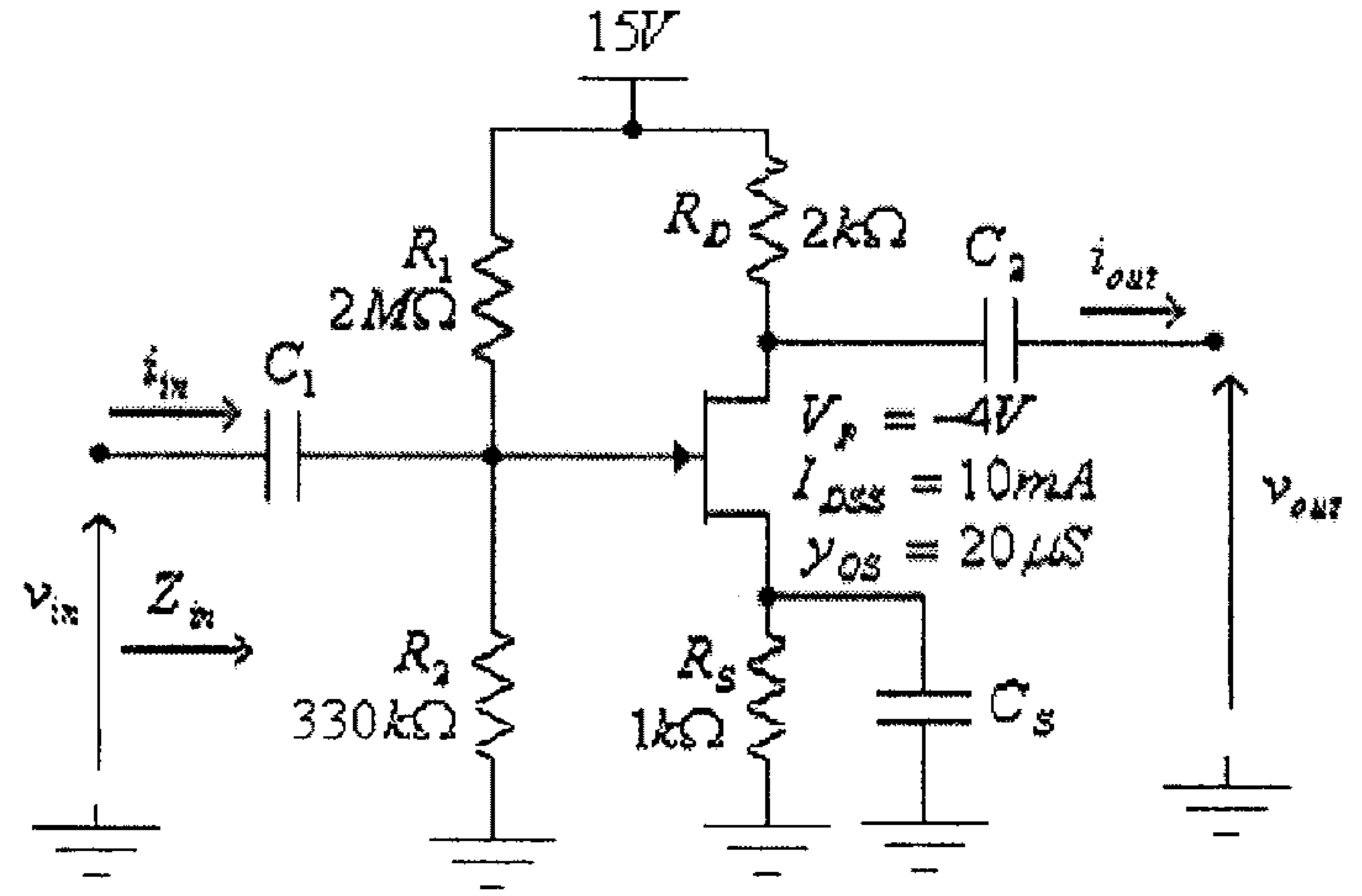
وبالتالي، فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m . R_D$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره 180^0.

مثال (7):

لدائرة التضخيم التالية:



شكل (38)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

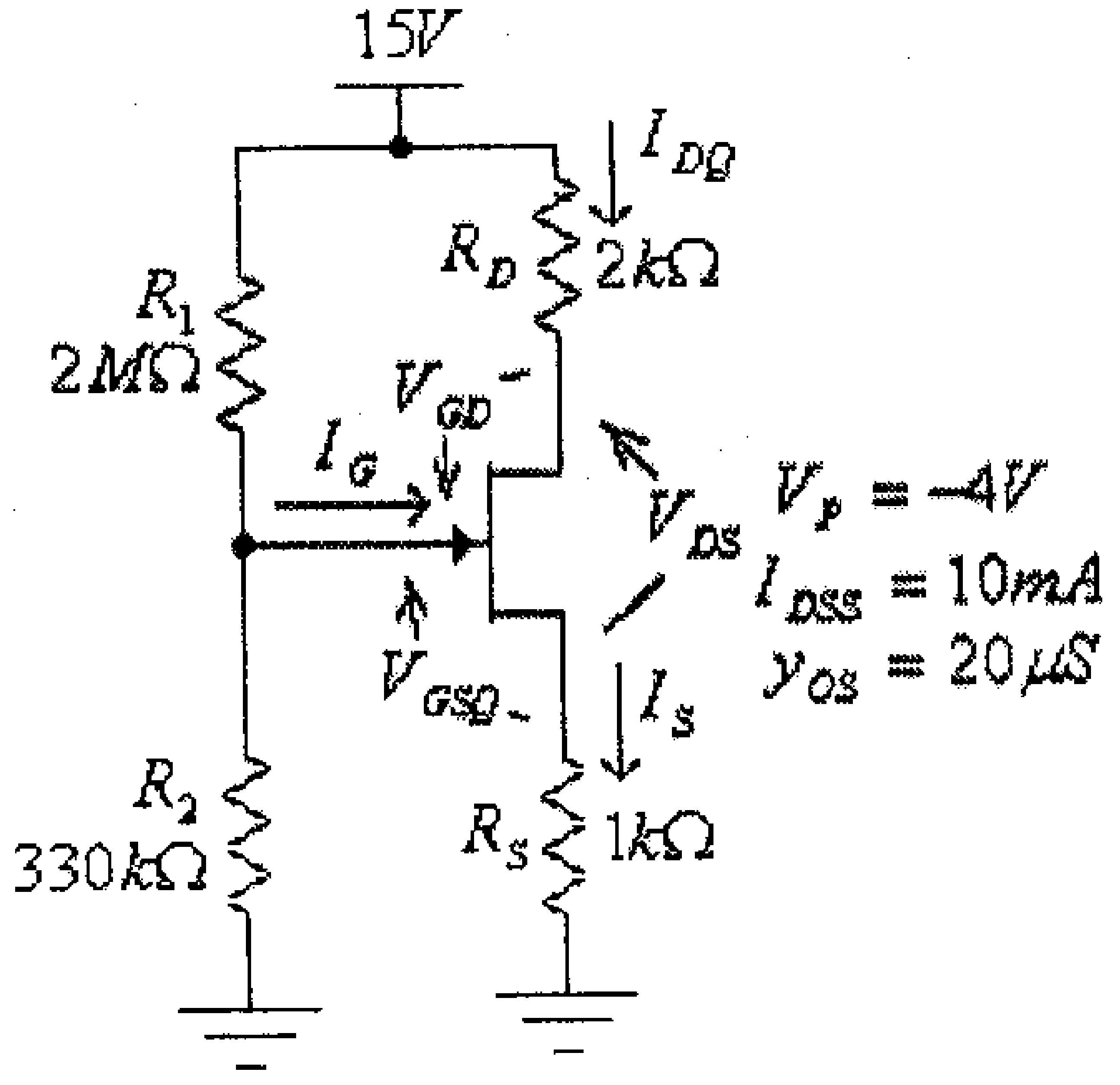
ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

الحل:

أ) تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة V_{GSQ}.

دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (39)

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(15).(330x10^3)}{330x10^3 + 2x10^6} = 2.125V$$

و:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 2.125 - 1000I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 + \frac{2.125 - 1000I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 + \frac{2.125}{4} - \frac{1000I_{DQ}}{4}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1.531 - 250I_{DQ}\right)^2$$

$$625I_D^{\ 2} - 8.655I_D + 0.0234 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 10.15mA$$
$$I_{DQ2} = 3.7mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 2.125 - 1000I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_D.R_S = 2.125 - 1000I_{DQ1} = 2.125 - 1000(10.15x10^{-3}) = -8.03V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 3.7mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G - I_{DQ}.R_S = 2.125 - 1000(3.7x10^{-3}) = -1.575V$$

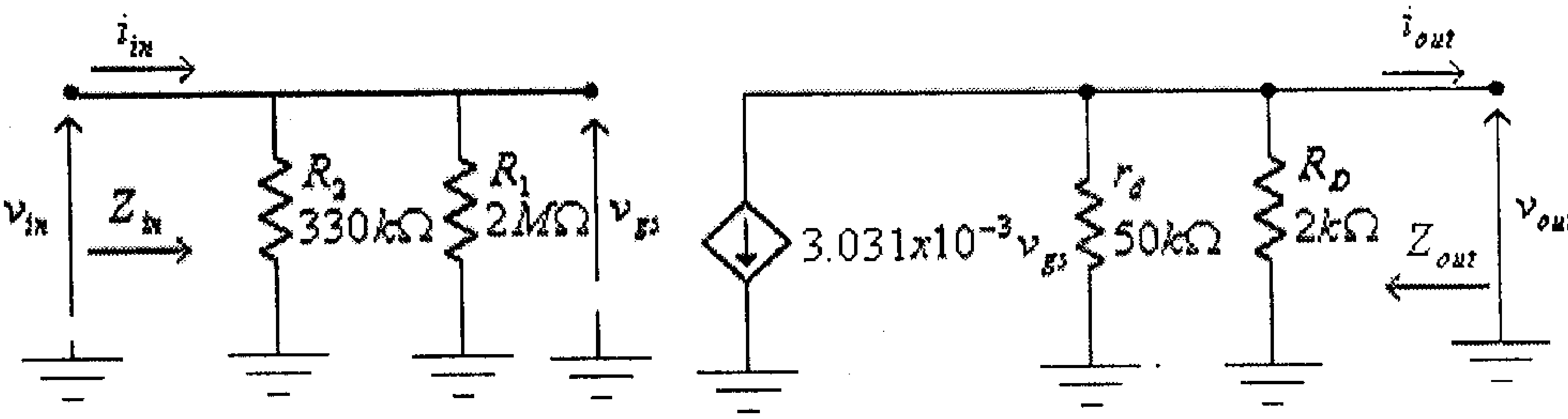
وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2x10x10^{-3}}{4} = 5x10^{-3}S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0}\cdot\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5\left(1 - \frac{-1.575}{-4}\right) = 3.031mS$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{20x10^{-6}} = 50x10^3\,\Omega = 50k\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (40)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(2x10^6).(330x10^3)}{2x10^6 + 330x10^3} = 283.26x10^3\,\Omega = 283.26k\Omega$$

$$Z_{out} = \frac{R_D.r_d}{R_D + r_d} = \frac{(2x10^3).(50x10^3)}{2x10^3 + 50x10^3} = 1.923x10^3\,\Omega = 1.923k\Omega$$

ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل :

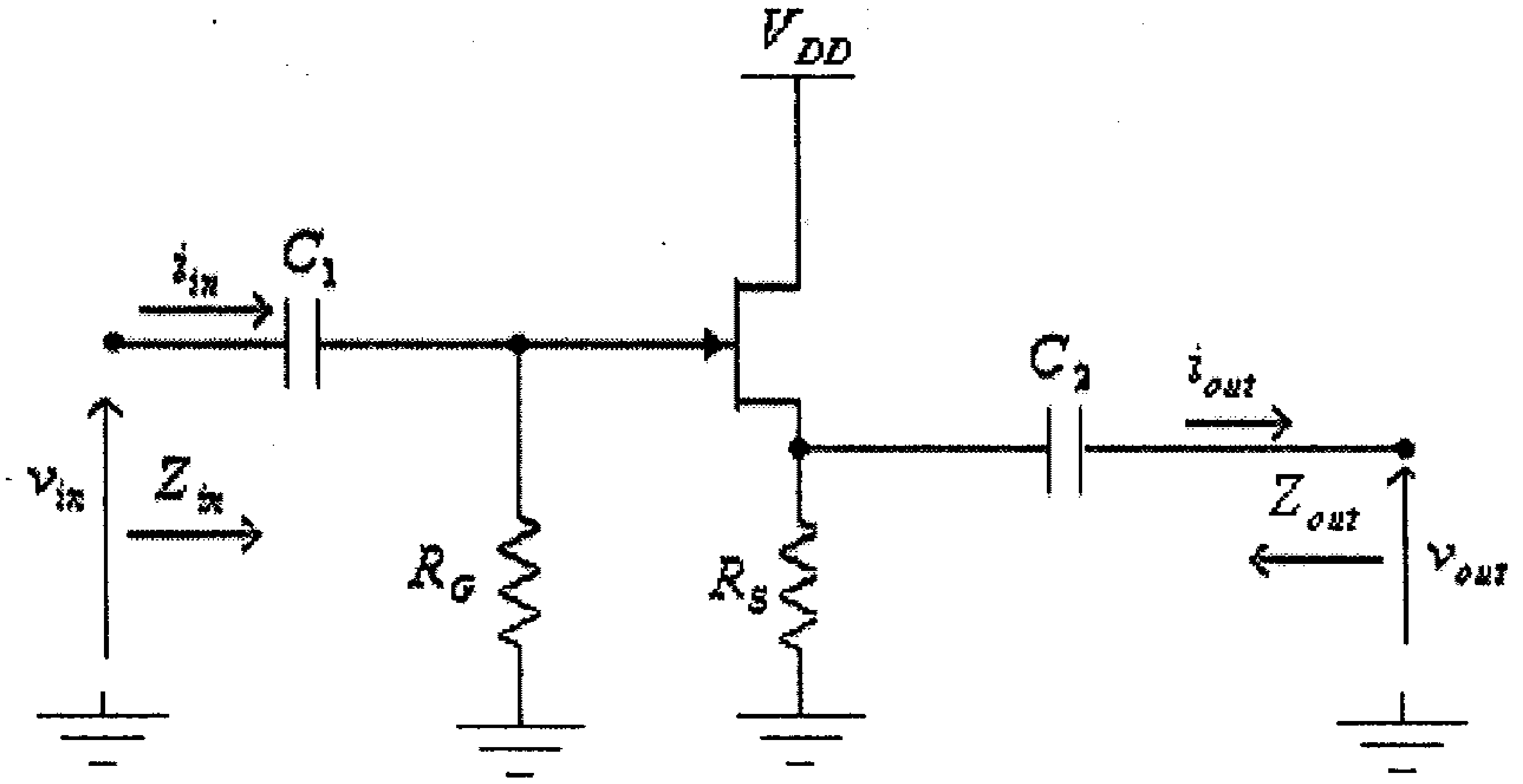
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m.R_D.r_d}{R_D + r_d} = -\frac{3.031x10^{-3}(2x10^3).(50x10^3)}{2x10^3 + 50x10^3} = -5.83$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، تجد أن:

$$A_{VO} = -g_m.R_D = -3.031x10^{-3}(2x10^3) = -6.06$$

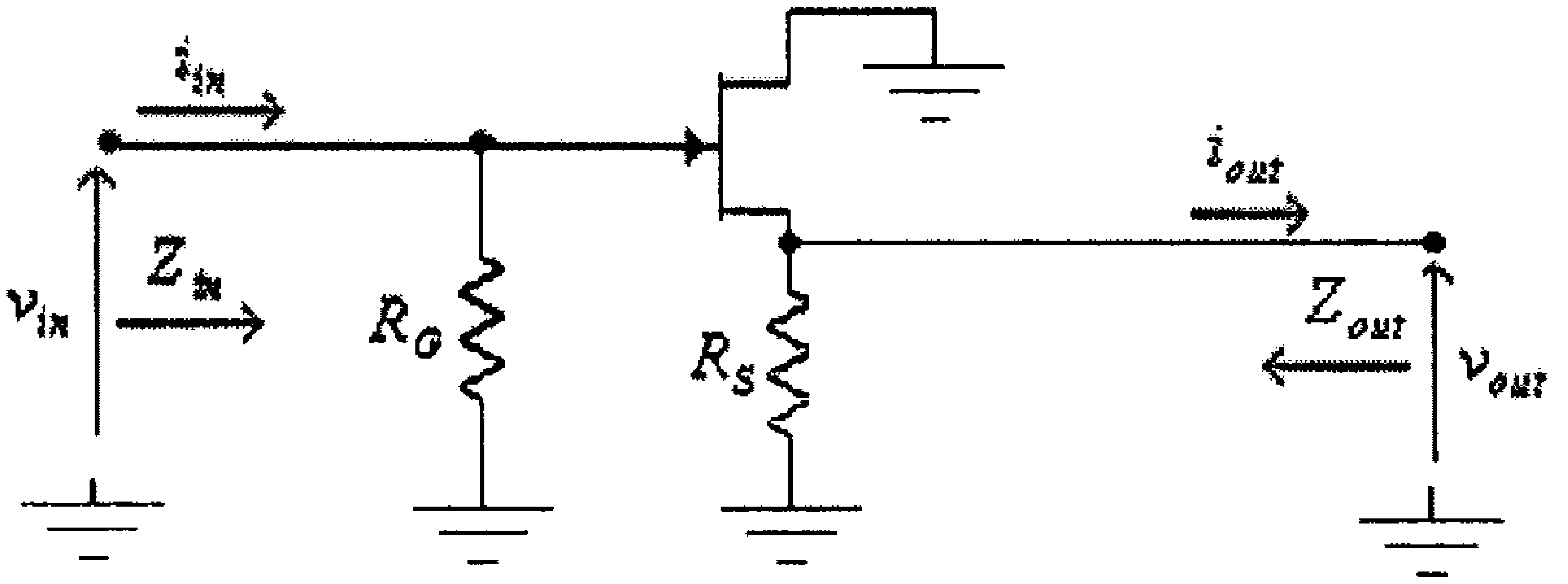
3.8 دائرة تابع المصدر (المصرف المشترك) لترانزيستور الـ JFET.

الدائرة التالية تبين دائرة **تابع المصدر (المصرف المشترك)**، باستخدام ترانزيستور من النوع n-channel JFET.



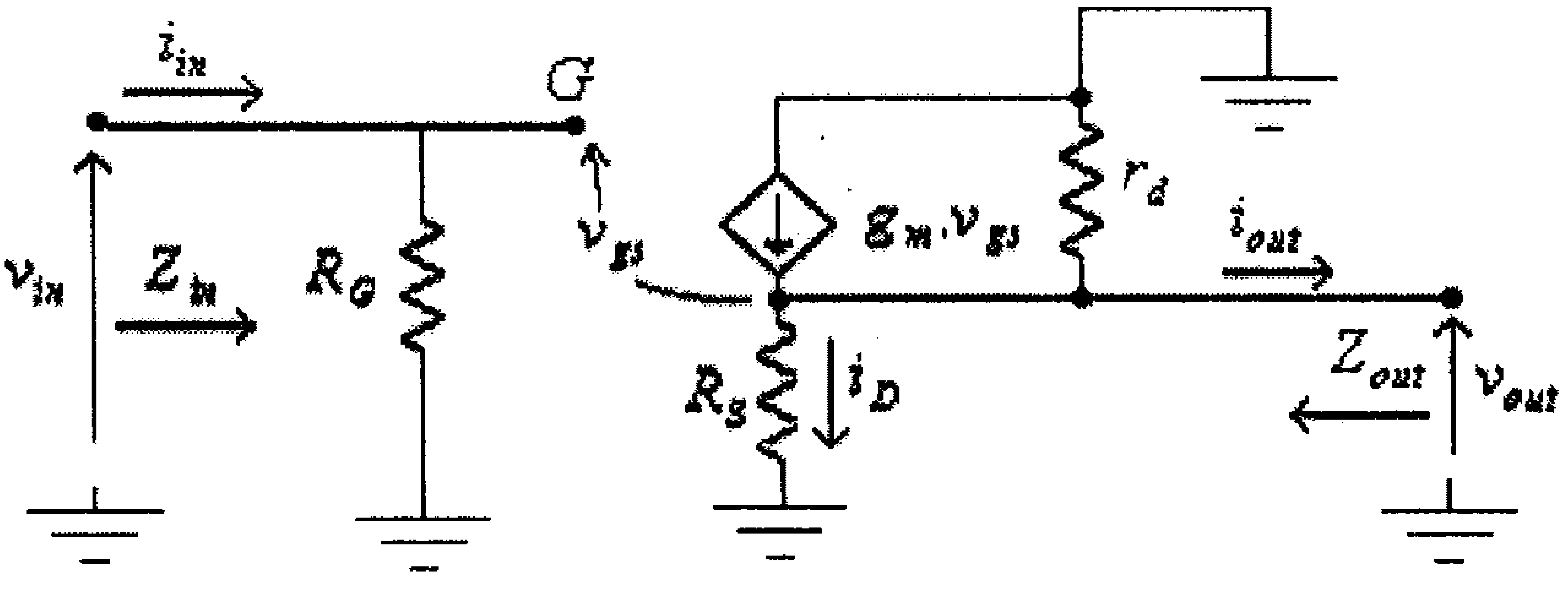
شكل (41)

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



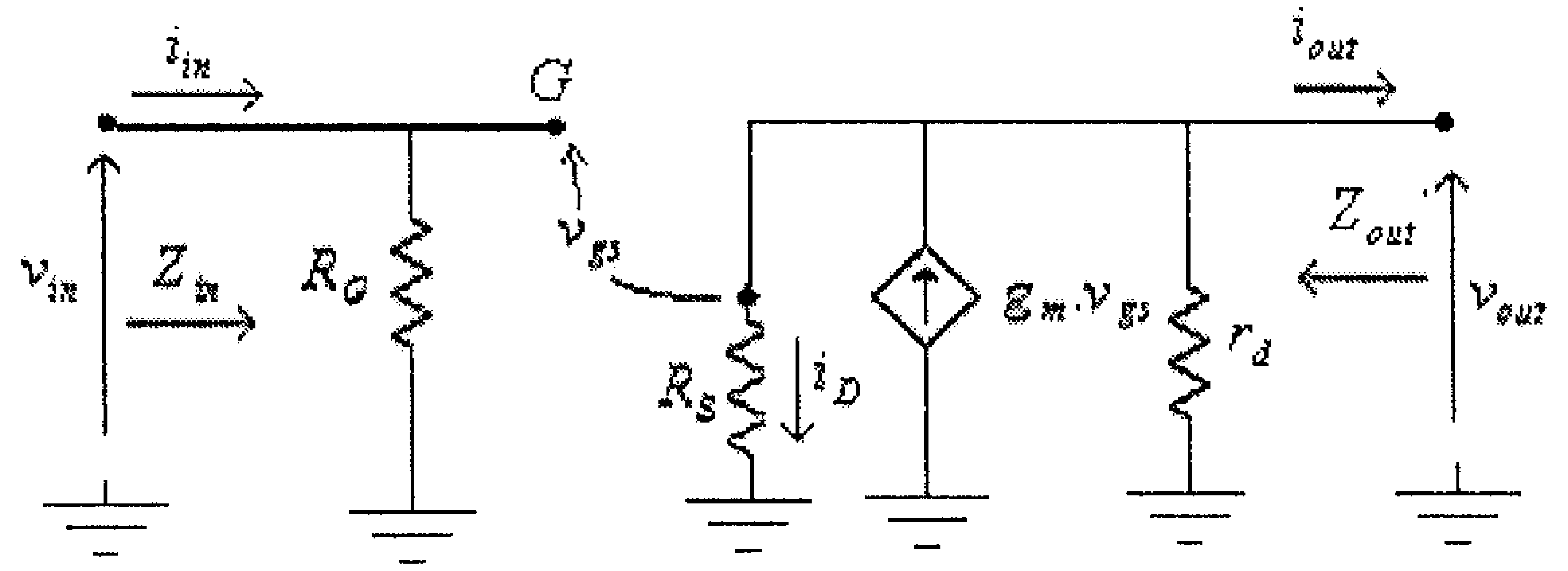
شكل (42)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (43)

وهذه الدائرة يمكن إعادة رسمها بشكل أوضح لتصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (44)

من هذه الدائرة، نجد:

- **الممانعة المدخلية:**

$$Z_{in} = R_G$$

- **الممانعة المخرجية:**

وكما هو معروف فإن الممانعة المخرجية يتم إيجادها عندما تكون قيمة v_{in} تساوي صفراً، أي أن v_{gs} تساوي صفراً. وبالتالي قيمة مصدر التيار $g_m.v_{gs}$ تساوي صفراً.

وحيث أن الممانعة المدخلية لمصدر التيار $g_m.v_{gs}$ تساوي ما لانهاية، فهو يكافيء دارة مفتوحة (open-circuit) وبالتالي تبقى المقاومتان R_S و r_d الموصولتين على التوازي لتشكلان الممانعة المخرجية لهذه الدائرة، أي أن:

$$Z_{out} = R_S \| r_d = \frac{R_S . r_d}{R_S + r_d}$$

- معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

من الدائرة، أعلاه:

$$v_{in} = v_{out} + v_{gs}$$

ومنها:

$$v_{gs} = v_{in} - v_{out} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وكذلك:

$$v_{out} = g_m v_{gs} (R_S \| r_d) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

وبتعويض (1) في (2)، نجد:

$$v_{out} = g_m (v_{in} - v_{out}).(R_S \| r_d)$$

ومنها:

$$v_{out}\left[1 + g_m.(R_S \| r_d)\right] = g_m v_{in}.(R_S \| r_d)$$

أي أن:

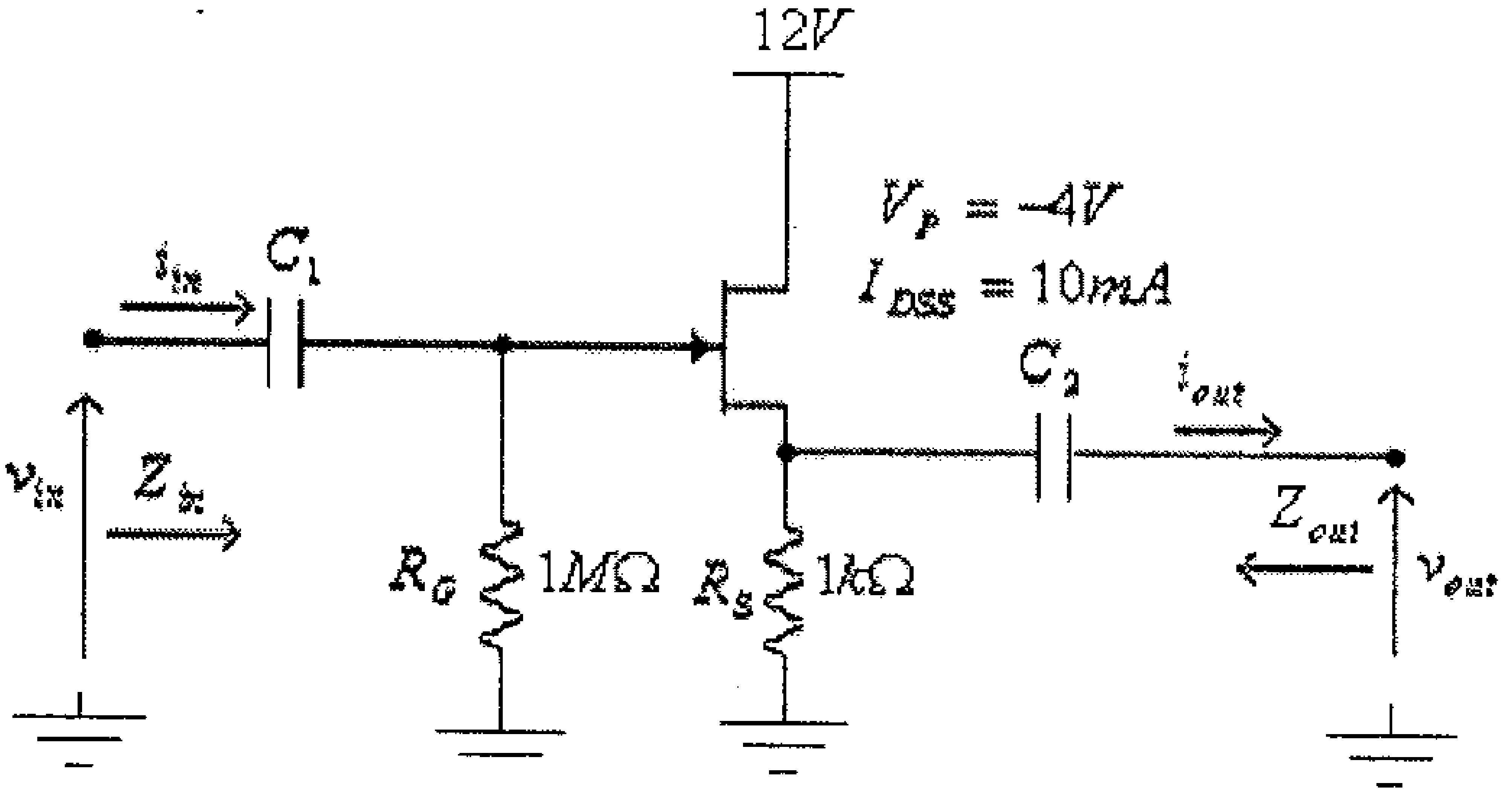
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m.(R_S \| r_d)}{1 + g_m.(R_S \| r_d)}$$

وعادةً ما تكون $r_d >> R_S$، أي أن $R_S \| r_d \approx R_S$، وبالتالي فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx \frac{g_m.R_S}{1 + g_m.R_S}$$

لاحظ أن هذه الدائرة لا تقدم أي تضخيم للفولطية، بل على العكس من ذلك فإن $A_{VO} < 1$ وهذا يعني أن $v_{out} < v_{in}$. والميزة الوحيدة لهذه الدائرة هي ممانعتها المدخلية العالية.

مثال (8): لدائرة تابع المصدر التالية:



شكل (45)

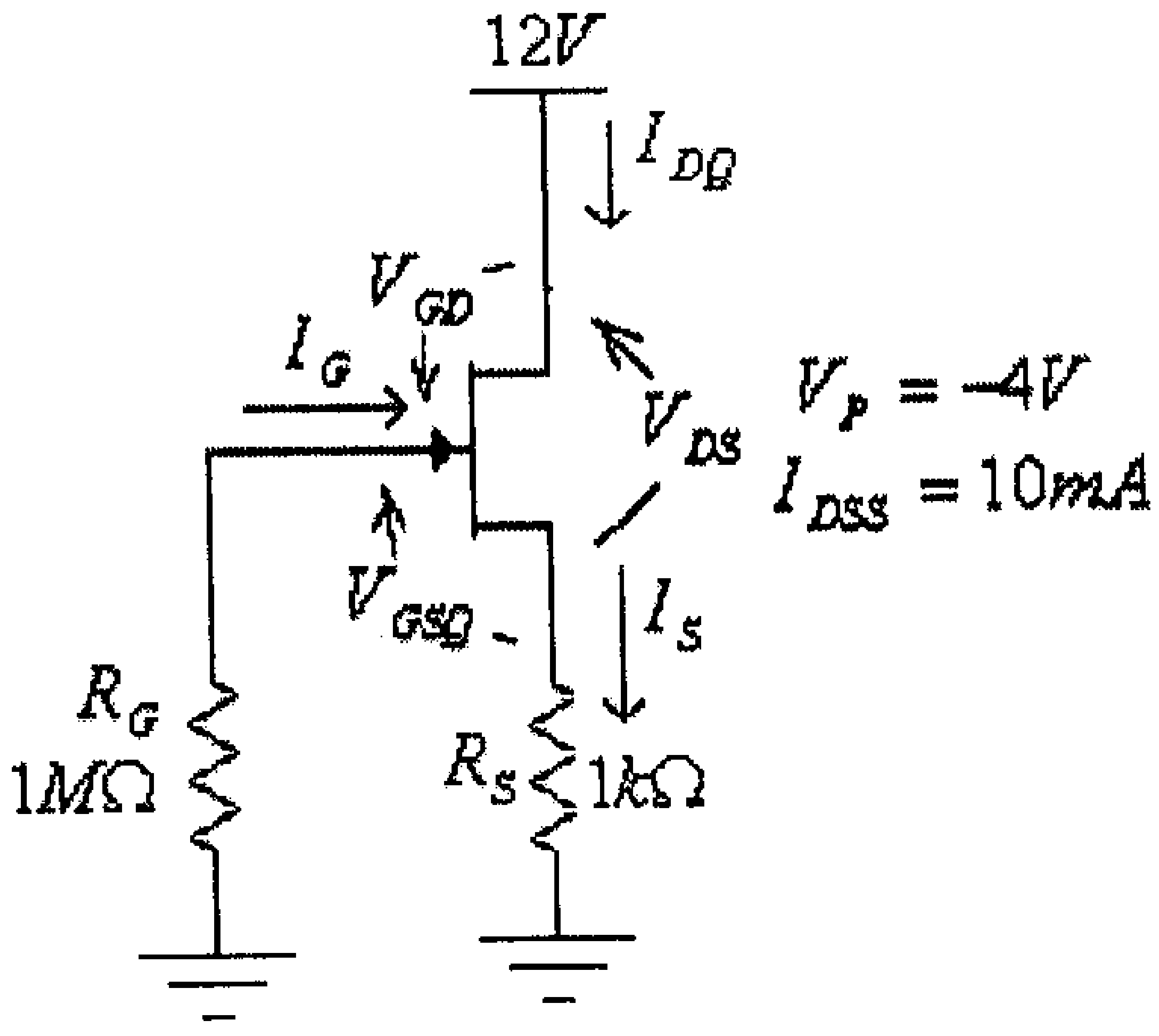
أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out} .

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO} .

الحل:

وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة V_{GSQ}. دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (46)

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1-\frac{-I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1+\frac{I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-\frac{1000I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}(1-250I_{DQ})^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-500I_{DQ}+62500I_D{}^2\right)$$

أو:

$$625I_{DQ}{}^2 - 6I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{6\pm\sqrt{36-4(625)(0.01)}}{(2)(625)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0075A = 7.5mA$$

$$I_{DQ2} = 0.0021A = 2.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = -I_D.R_S = -1000.I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = -I_{DQ1}.R_S = -1000.I_{DQ1} = -1000(0.0075) = -7.5V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

وبالتالي، فإن:

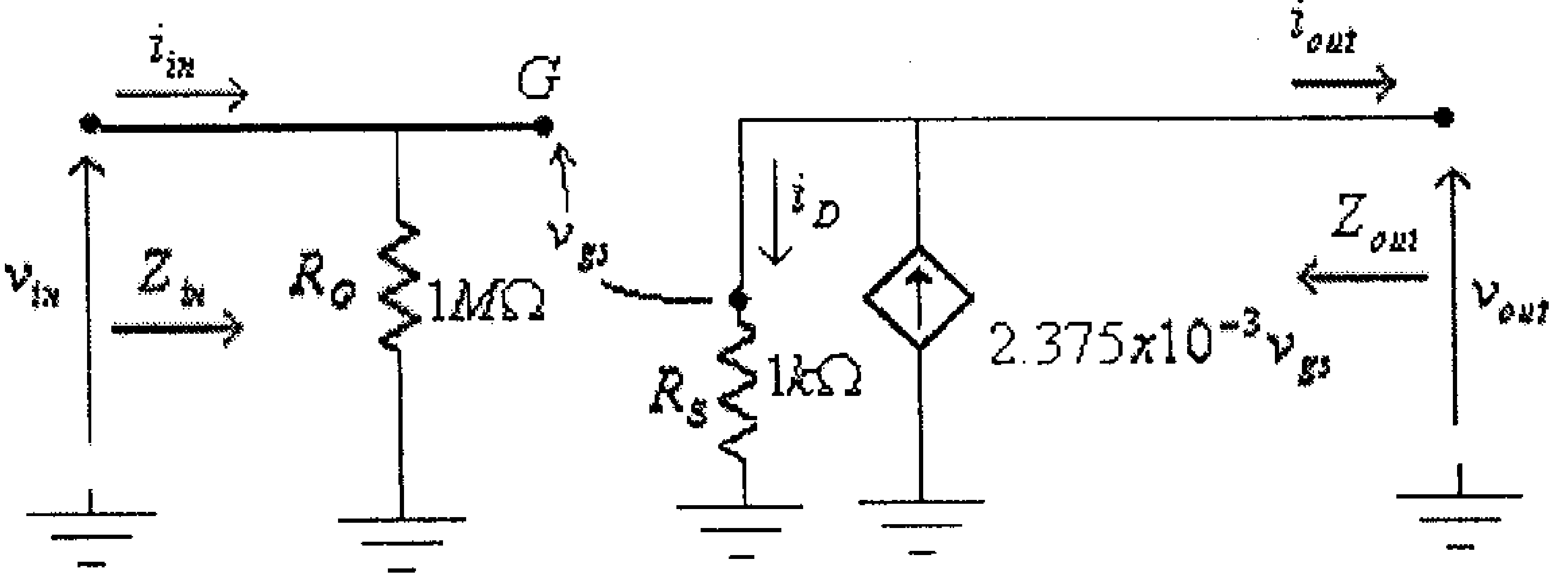
$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -2.1x10^{-3}(1x10^{3}) = -2.1V$$

وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2x10x10^{-3}}{4} = 5x10^{-3}S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0}\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5\left(1-\frac{-2.1}{-4}\right) = 2.375mS$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (47)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = R_G = 1M\Omega$$

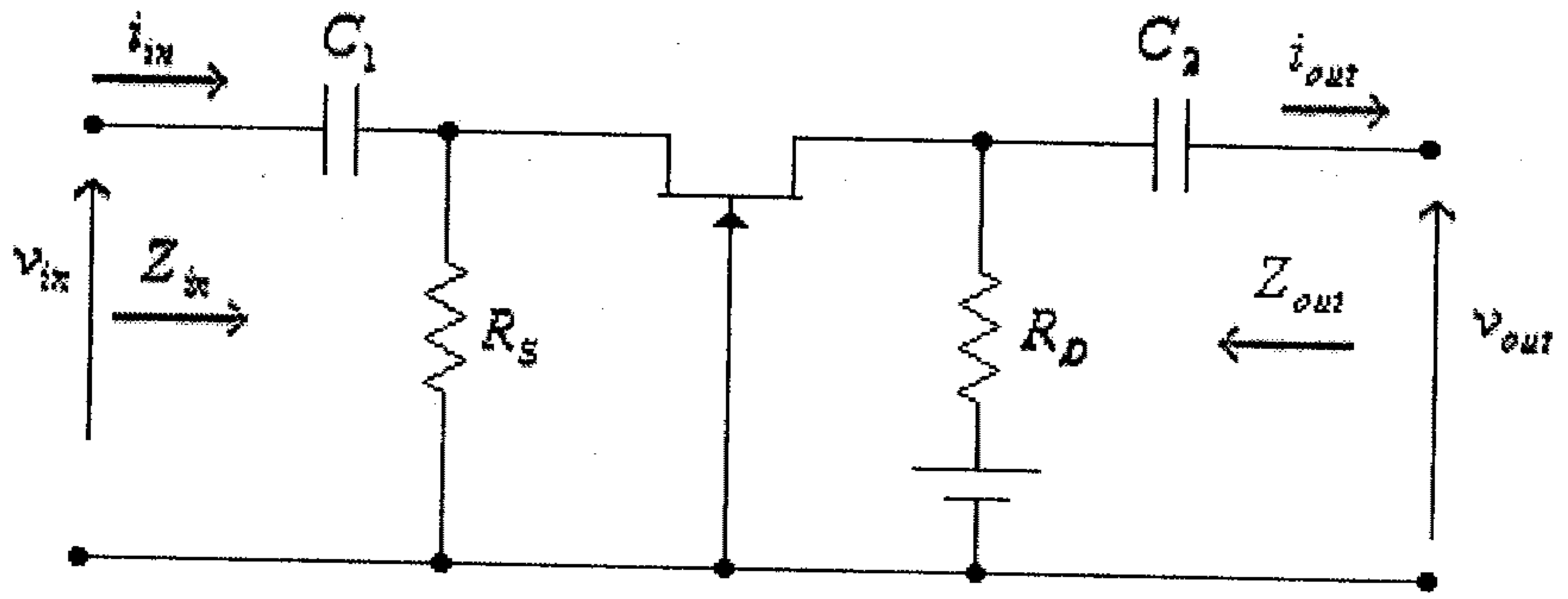
$$Z_{out} = R_S = 1k\Omega$$

ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

$$A_{VO} = \frac{g_m.R_S}{1+g_m.R_S} = \frac{2.375x10^{-3}x1000}{1+2.375x10^{-3}x1000} = 0.704$$

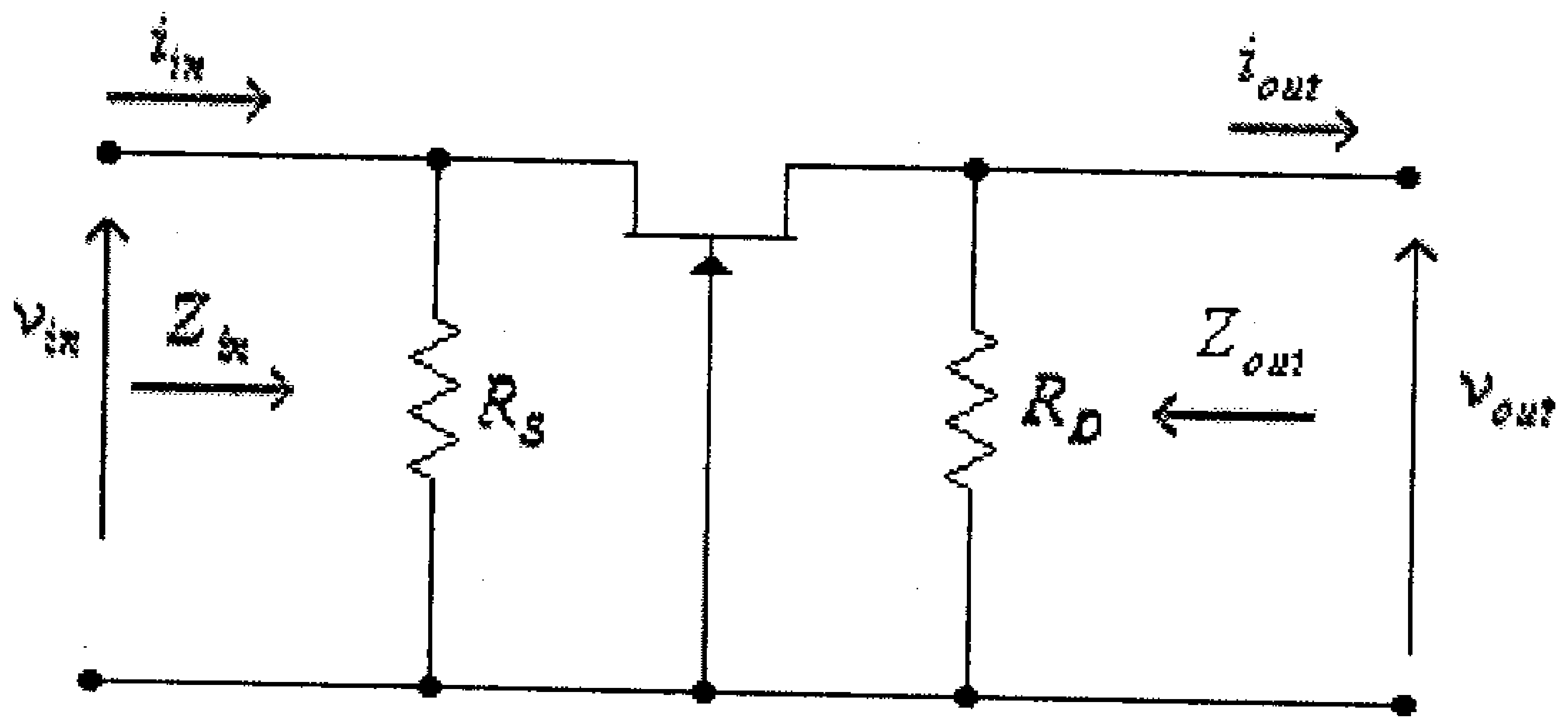
3.9 دائرة البوابة المشتركة لترانزيستور الـ JFET.

الدائرة التالية تبين ترانزيستور تأثير المجال الوصلي من النوع n-channel JFET موصول بدائرة البوابة المشتركة.



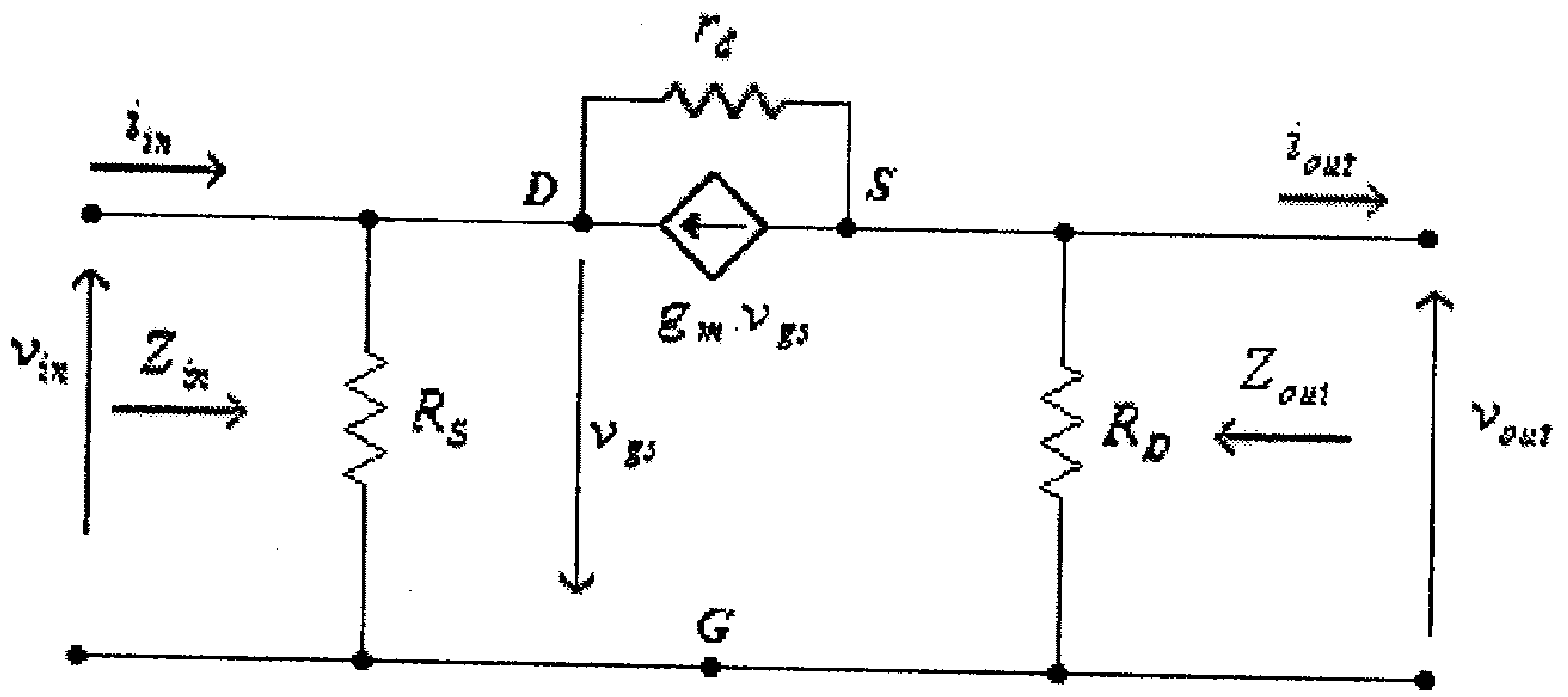
شكل (48)

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (49)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



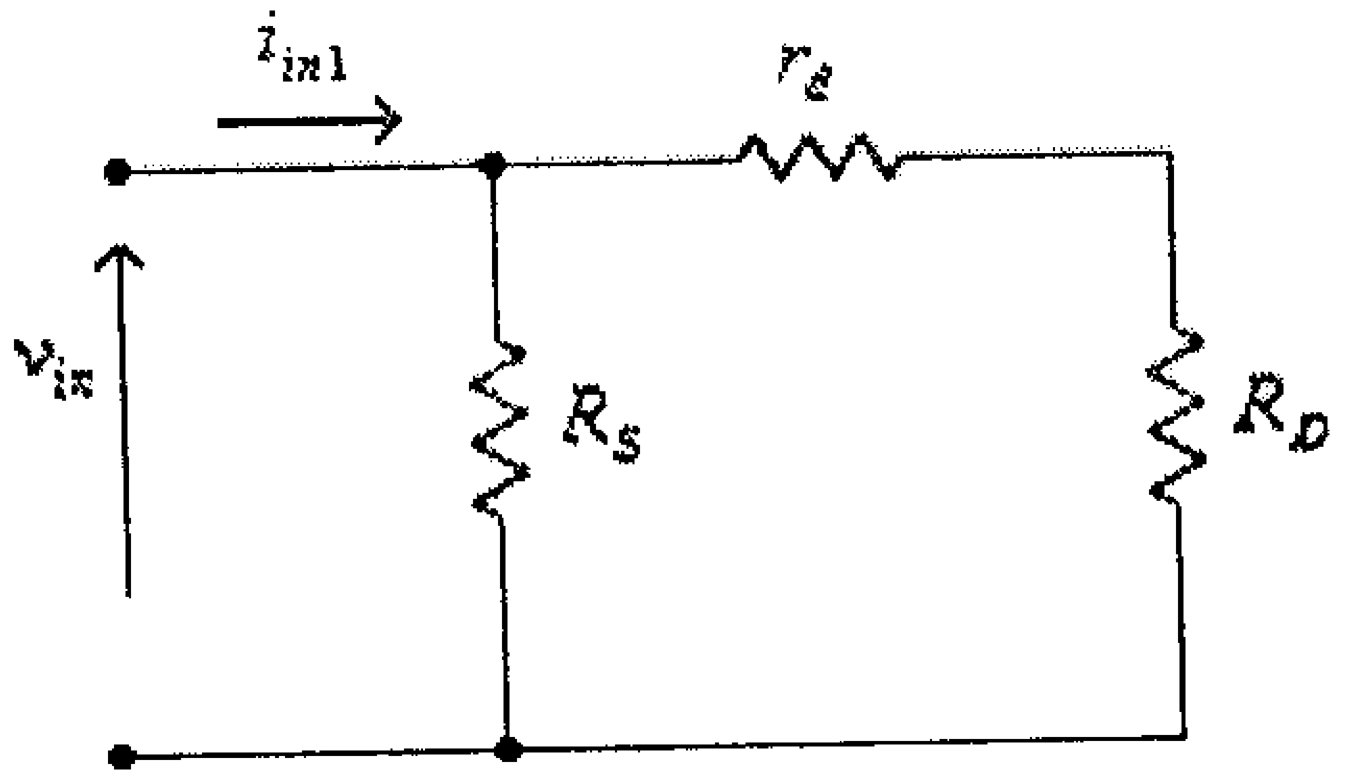
شكل (50)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{gs} = -v_{in} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

التيـــار المـــدخلي (i_{in}) يمكـــن إيجـــاده باســـتخدام قـــانون التراكـــب (superposition law)، حيث تلاحظ أن هذا التيار مُكون من مركبتين همـــا المركبة i_{in1} والمُسببة من الفولطية المدخلية v_{in} والمركبة i_{in2} والمُـــسببة مـــن مصدر التيار $g_m.v_{gs}$.

المركبة i_{in1} والمُسببة من الفولطية المدخلية يتم تحديدها من الدائرة التالية، والتي تأخذ بعين الإعتبار الفولطية المدخلية، v_{in}، فقط .

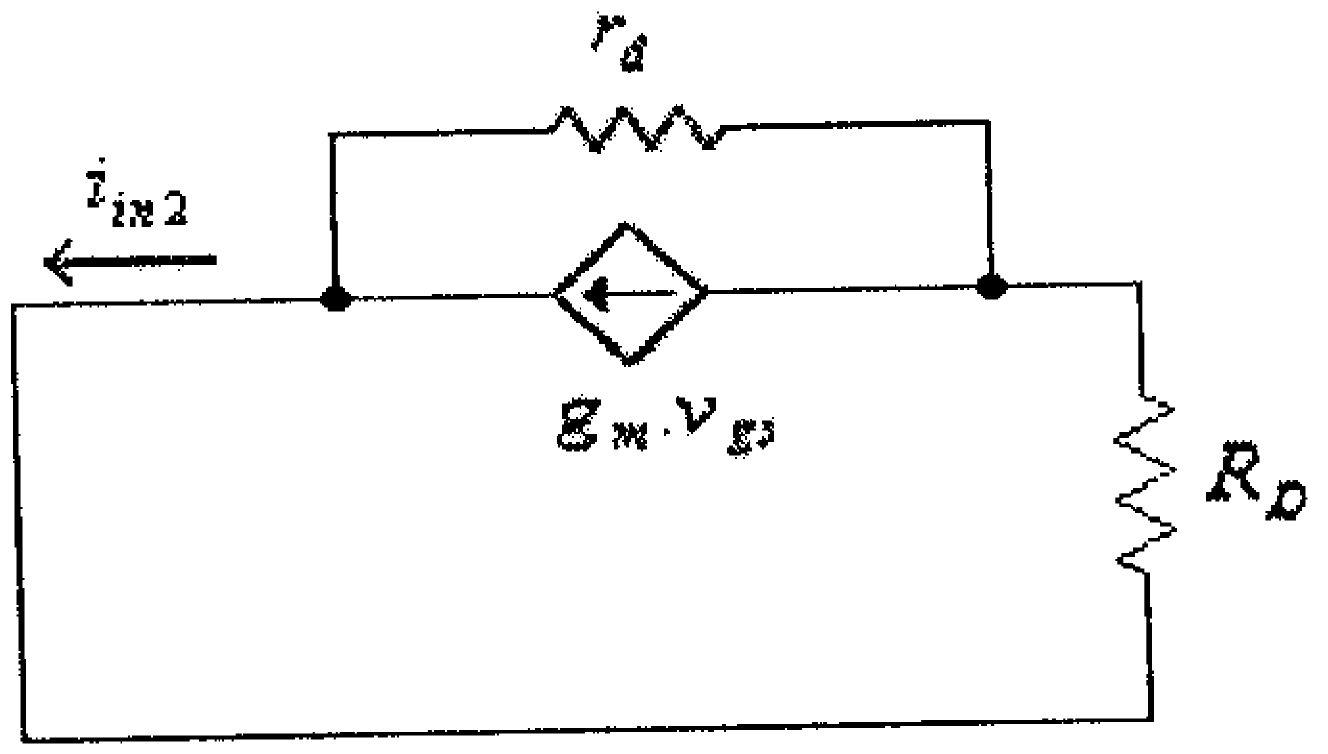


شكل (51)

من هذه الدائرة، نجد:

$$i_{in1} = \frac{v_{in}.(R_S + r_d + R_D)}{R_S(r_d + R_D)} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

المركبة i_{in2} والمُسببة من مصدر التيار $g_m.v_{gs}$ يتم تحديدها من الـــدائرة التالية، والتي تأخذ بعين الإعتبار مصدر التيار، $g_m.v_{gs}$، فقط .



شكل (52)

من هذه الدائرة، نجد:

$$i_{in2} = \frac{g_m . v_{gs} . r_d}{r_d + R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

وبتطبيق قانون التراكب (superposition law)، فإن:

$$i_{in} = i_{in1} - i_{in2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4)$$

وبتعويض قيمة كل من i_{in1} و i_{in2} من المعادلتين (2) و (3) في المعادلة (4)، نجد:

$$i_{in} = \frac{v_{in} .(R_S + r_d + R_D)}{R_S (r_d + R_D)} - \frac{g_m . v_{gs} . r_d}{r_d + R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5)$$

وبتعويض قيمة v_{gs} من المعادلة (1) في هذه المعادلة، نجد:

$$i_{in} = \frac{v_{in} .(R_S + r_d + R_D)}{R_S (r_d + R_D)} + \frac{g_m . v_{in} . r_d}{r_d + R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (6)$$

أي أن:

$$i_{in} = \frac{v_{in} .(R_S + r_d + R_D + g_m . r_d . R_S)}{R_S (r_d + R_D)} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (7)$$

من هذه المعادلة، نجد:

$$\frac{i_{in}}{v_{in}} = \frac{R_S + r_d + R_D + g_m . r_d . R_S}{R_S (r_d + R_D)}$$

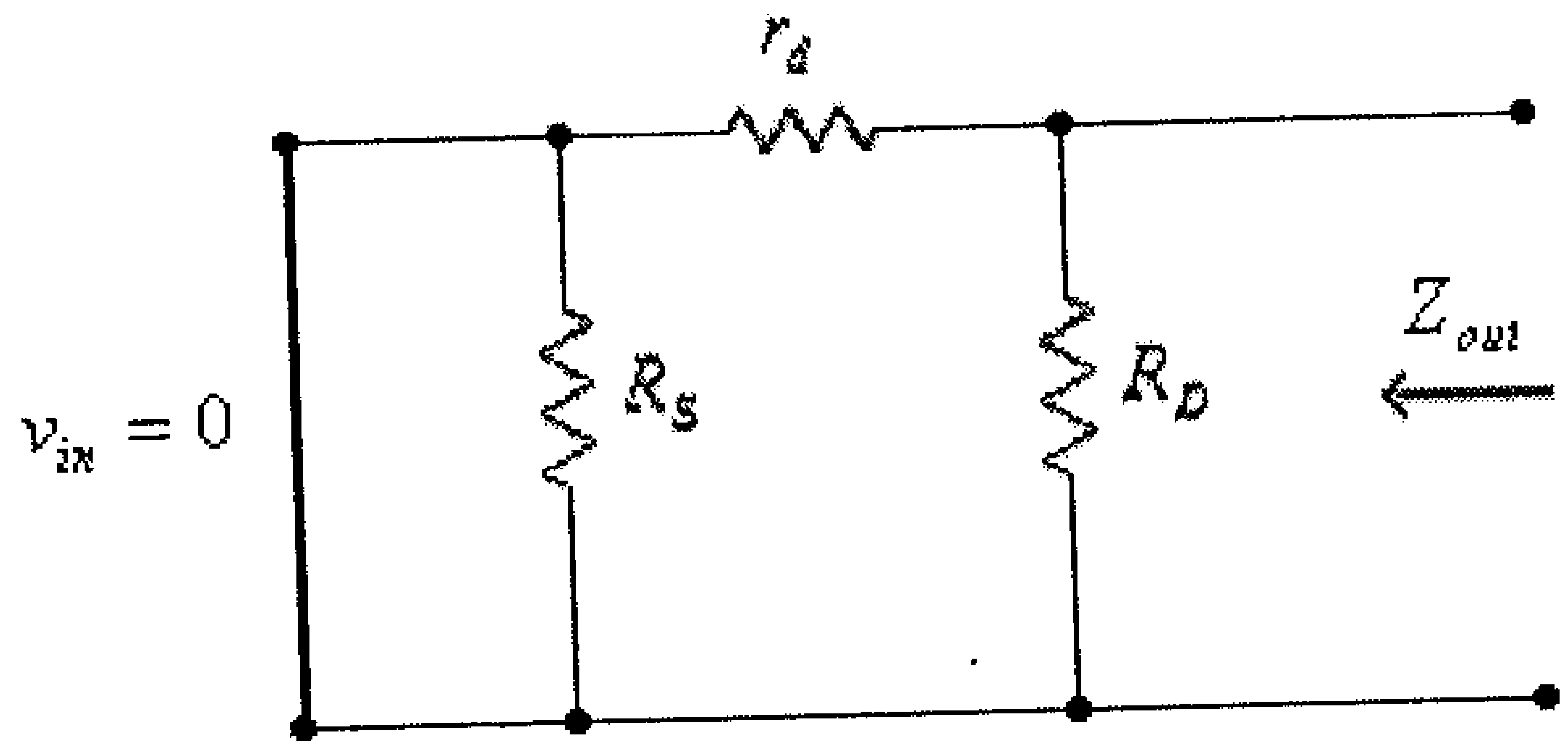
أي أن:

$$z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{R_S (r_d + R_D)}{R_S + r_d + R_D + g_m . r_d . R_S} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots \quad (8)$$

وبإهمال تأثير المقاومة r_d ، أي عندما تؤول قيمة r_d الى مالانهاية، نجد أن:

$$z_{in} = \lim_{r_d \to \infty} \frac{R_S (r_d + R_D)}{R_S + r_d + R_D + g_m . r_d . R_S} = \frac{R_S}{1 + g_m . R_S} \quad \ldots (9)$$

الممانعة المخرجية لهذه الدائرة يمكن إيجادها من الدائرة المكافئة والمبينة في شكل (50)، وذلك بعد جعل قيمة v_{in} تساوي صفراً، أي من الدائرة التالية.



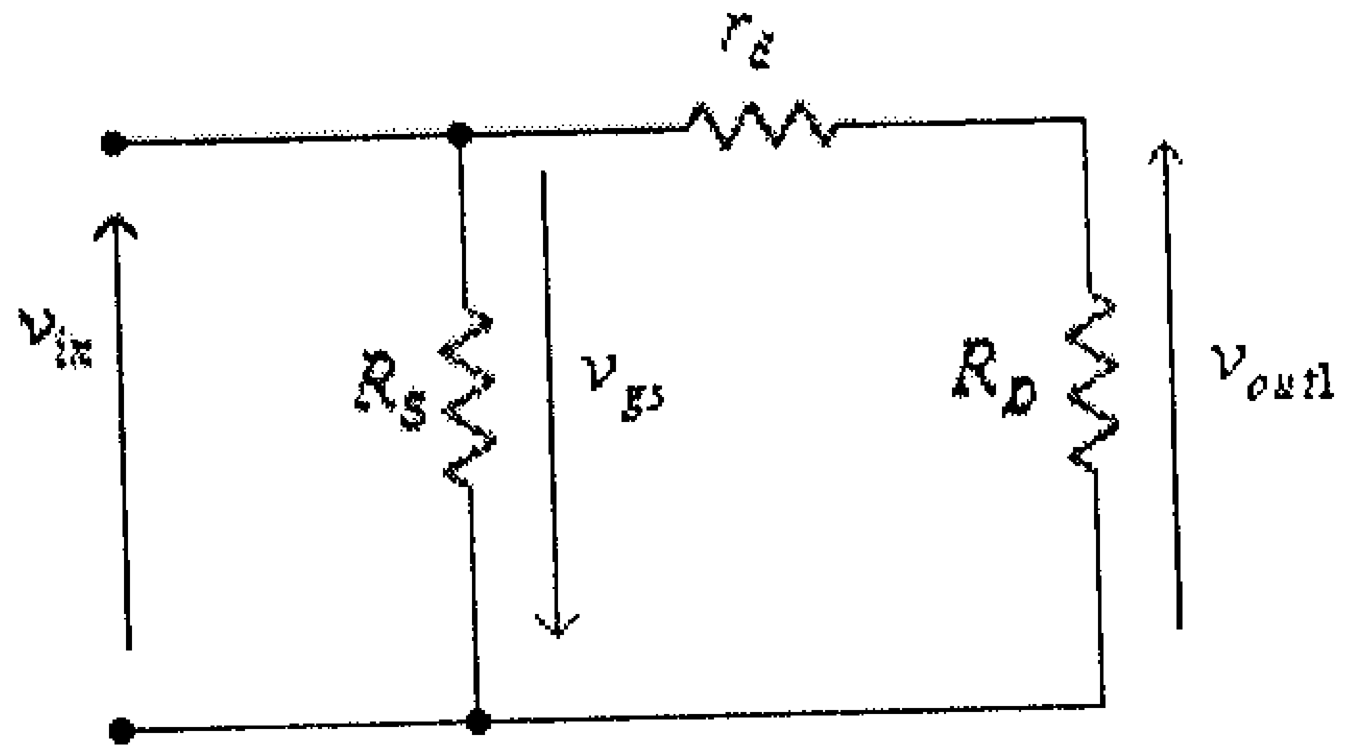
شكل (53)

من هذه الدائرة، نجد أن:

$$Z_{out} = \frac{r_d . R_D}{r_d + R_D}$$

معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO} يتم ايجاده من الدائرة المكافئة المبينة في شكل (50) السابق. فمن الشكل (50) نلاحظ أن الفولطية المخرجية لهذه الدائرة مكونة من مركبتين هما المركبة v_{out1} والمُسببة من الفولطية المدخلية v_{in} والمركبة v_{out2} والمُسببة من مصدر التيار $g_m . v_{gs}$.

المركبة v_{out1} والمُسببة من الفولطية المدخلية يتم تحديدها من الدائرة التالية. (والتي تأخذ بعين الإعتبار الفولطية المدخلية، v_{in}، فقط).

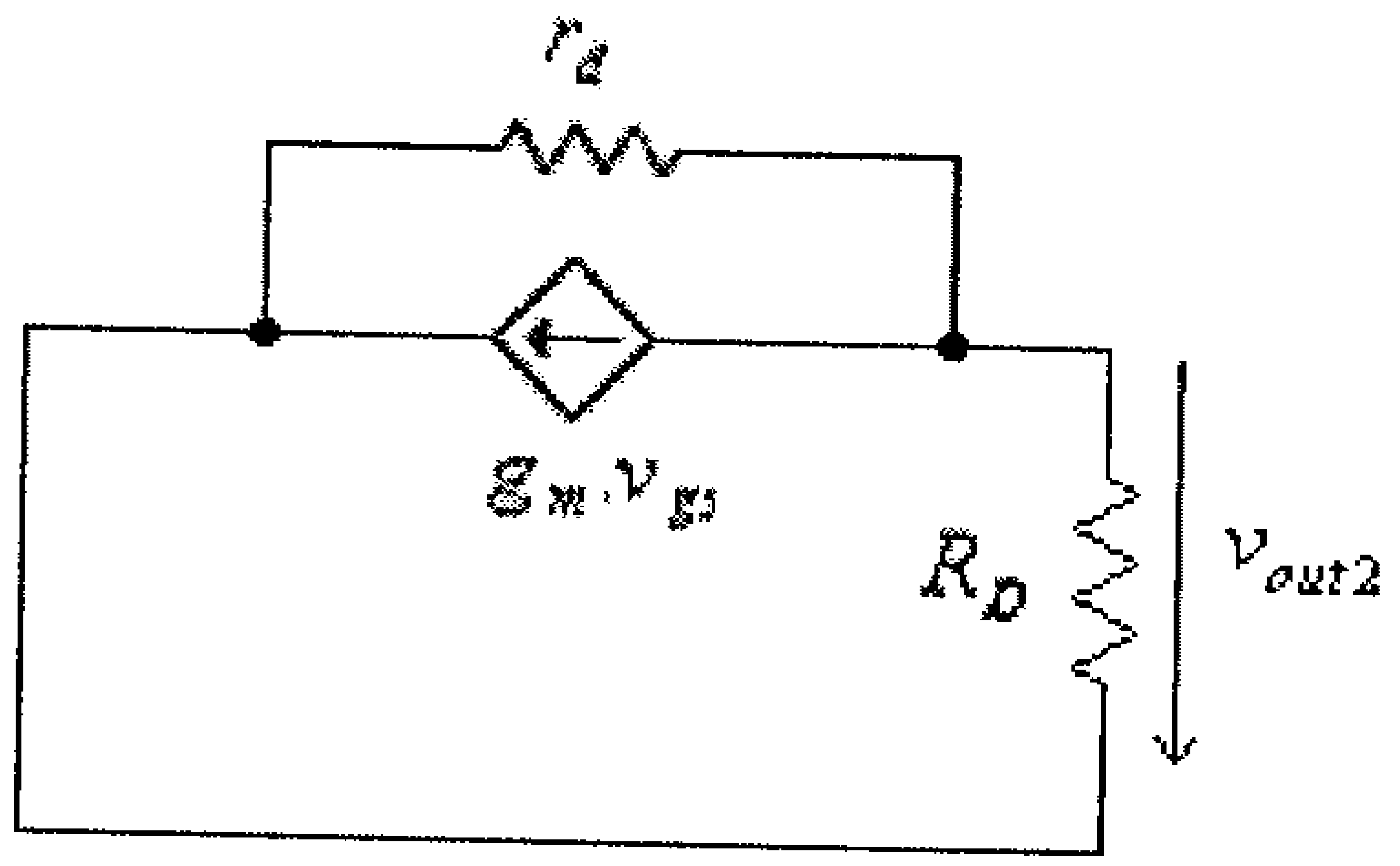


شكل (54)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out1} = \frac{v_{in}.R_D}{r_d + R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (10)$$

المركبة v_{out2} والمُسببة من مصدر التيار $g_m.v_{gs}$ يتم تحديدها من الـــدائرة التالية. (والتي تأخذ بعين الإعتبار مصدر التيار، $g_m.v_{gs}$ فقط).



شكل (55)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out2} = g_m.v_{gs}.\frac{r_d.R_D}{r_d + R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (11)$$

وبتطبيق قانون التراكب (superposition law)، فإن:

$$v_{out} = v_{out1} - v_{out2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (12)$$

وبتعويض قيمة كل من v_{out1} و v_{out2} من المعادلتين (10) و (11) فـــي المعادلة (12)، نجد:

$$v_{out} = \frac{v_{in}.R_D}{r_d + R_D} - \frac{g_m.v_{gs}.r_d.R_D}{r_d + R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (13)$$

وبتعويض قيمة v_{gs} من المعادلة (1) في هذه المعادلة، نجد:

$$v_{out}=\frac{v_{in}.R_D}{r_d+R_D}+\frac{g_m.v_{in}.r_d.R_D}{r_d+R_D}\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ (14)$$

أي أن:

$$v_{out}=\frac{v_{in}.(R_D+g_m.r_d.R_D)}{r_d+R_D}\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ (15)$$

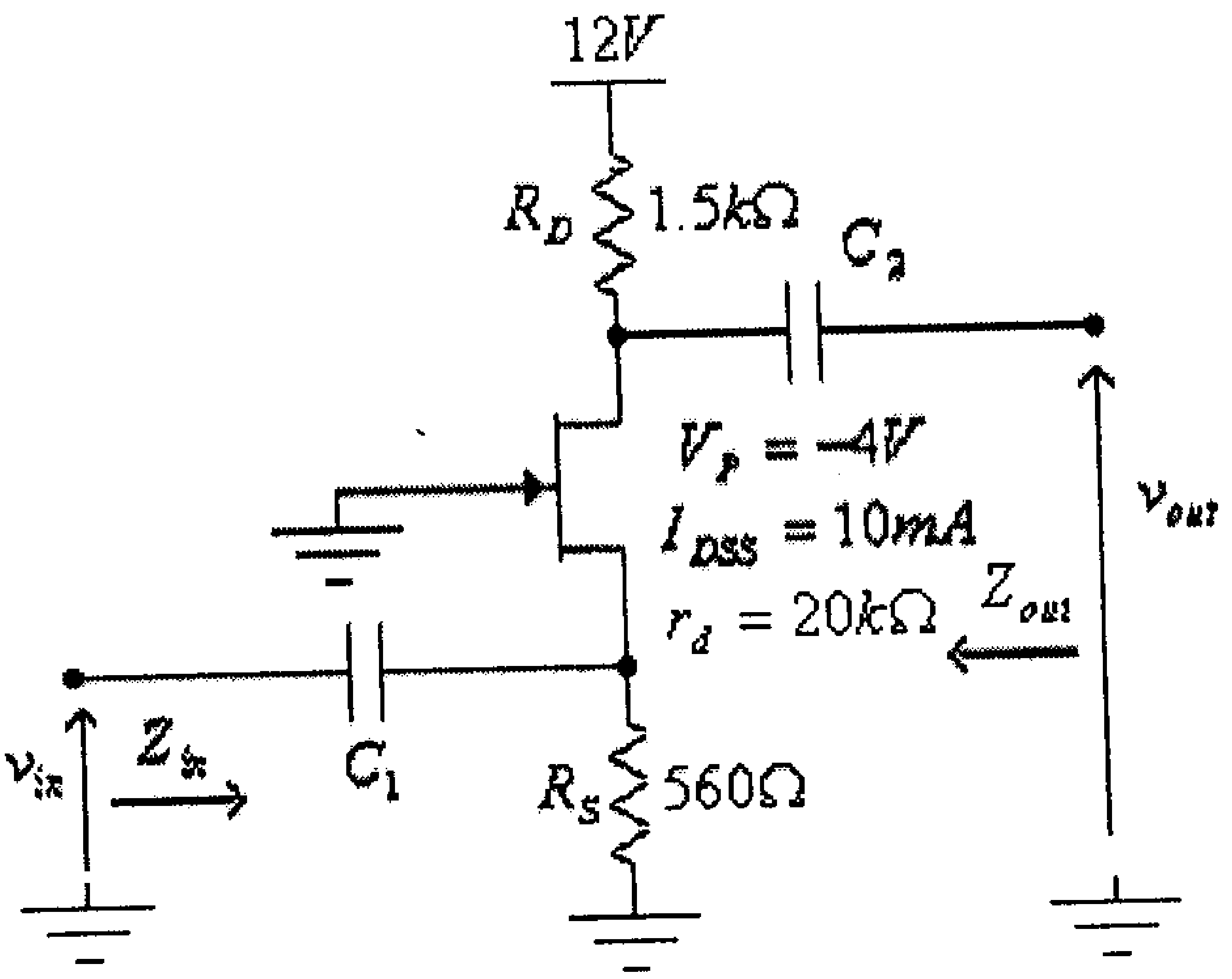
من هذه المعادلة، نجد:

$$A_{VO}=\frac{v_{out}}{v_{in}}=\frac{R_D+g_m.r_d.R_D}{r_d+R_D}$$

وبإهمال تأثير المقاومة r_d ، أي عندما تؤول قيمة r_d الى مالانهاية، نجد أن:

$$A_{VO}=\lim_{r_d\to\infty}\frac{R_D+g_m.r_d.R_D}{r_d+R_D}=g_m.R_D\ \ldots\ (16)$$

مثال (9): للدائرة التالية:



شكل (56)

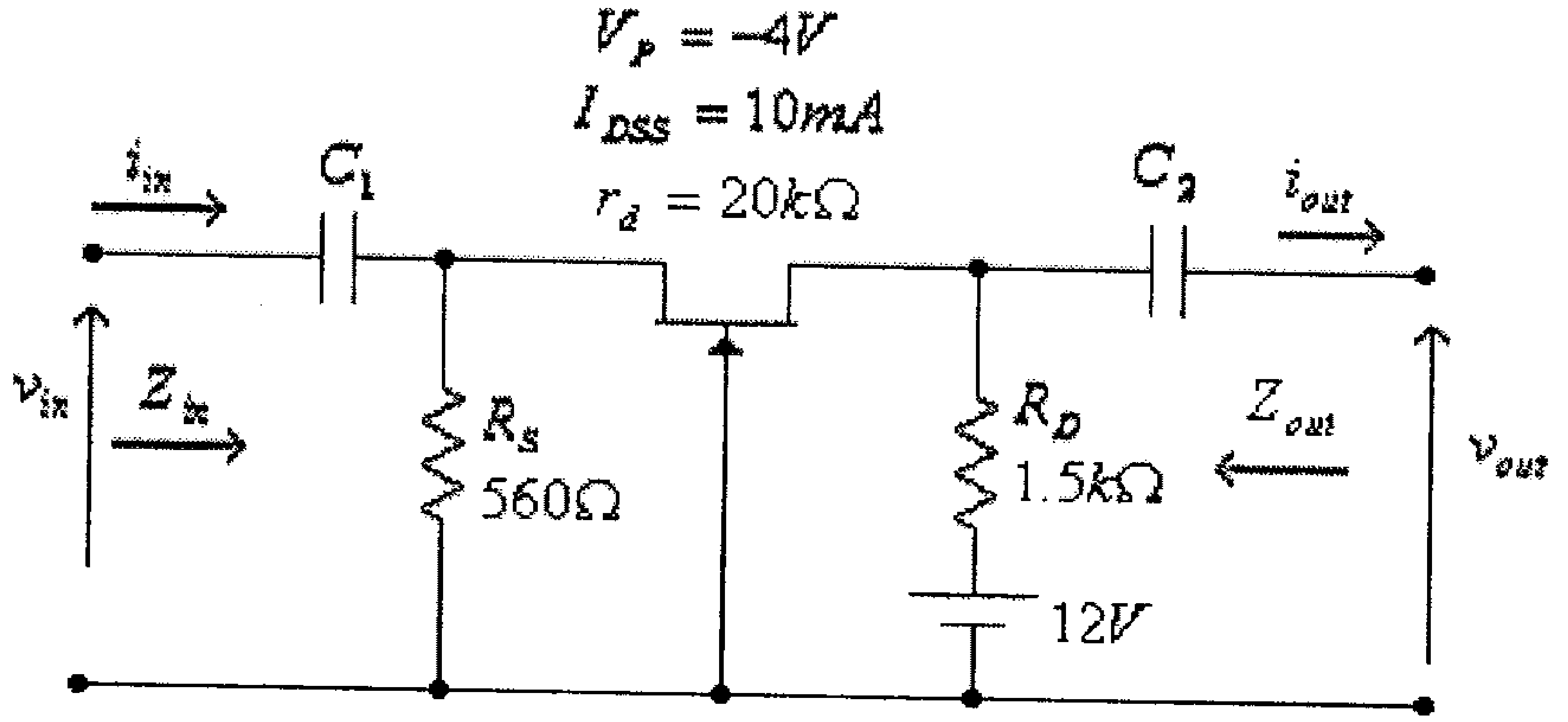
أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out} .

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO} .

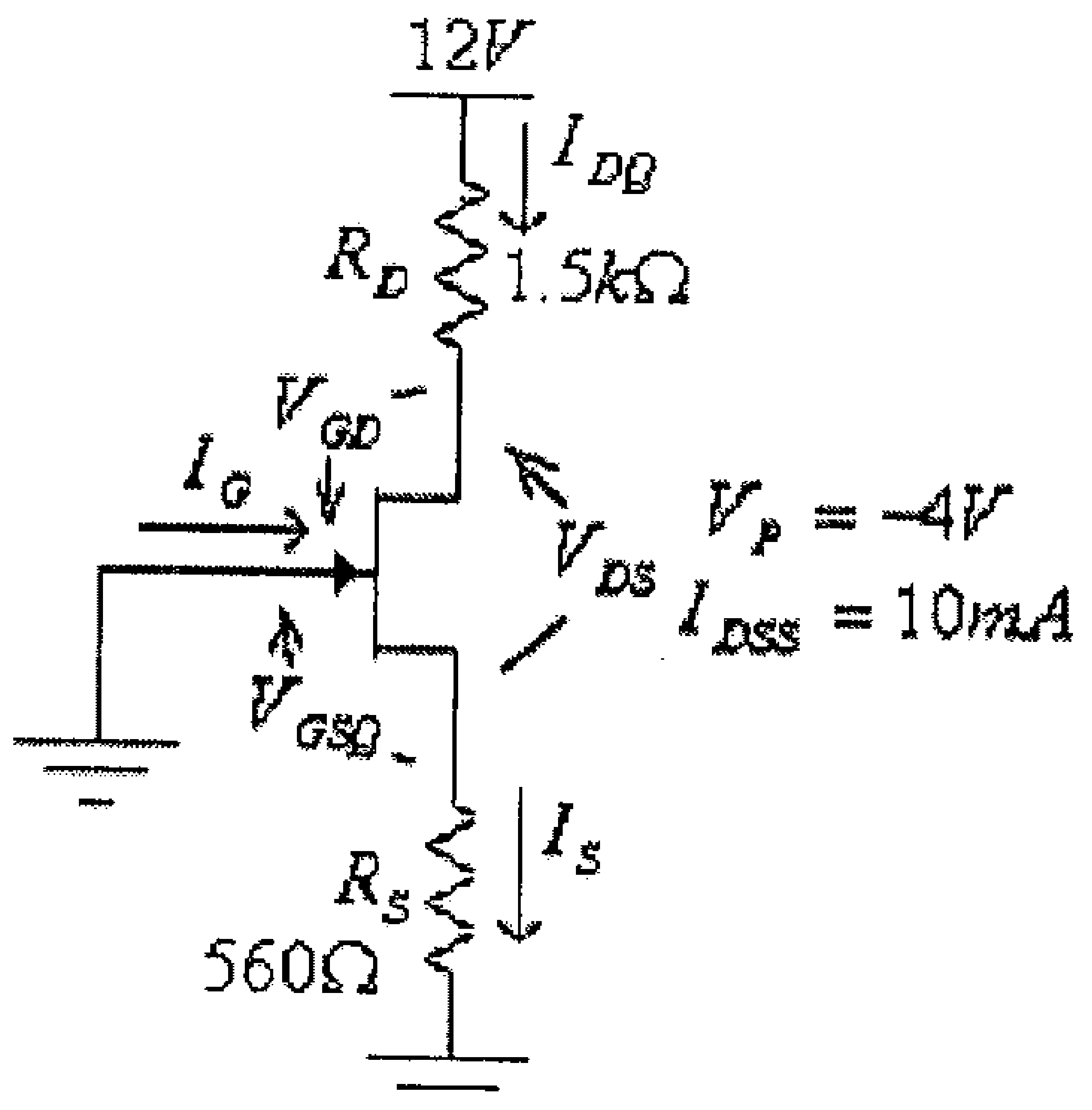
الحل:

في هذه الدائرة الترانزيستور موصول بطريقة البوابة المشتركة، وذلك لأن مدخل هذه الدائرة موصول مع المصدر ومخرجها موصول مع المصرف، وهي نفسها الدائرة المبينة في الشكل التالي.



شكل (57)

وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة V_{GSQ}. دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (58)

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة، في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1-\frac{-I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1+\frac{I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-\frac{560I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}(1-140I_{DQ})^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}(1-280I_{DQ}+19600I_D{}^2)$$

أو:

$$196I_{DQ}{}^2 - 3.8I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{3.8 \pm \sqrt{(3.8)^2 - 4(196)(0.01)}}{(2)(196)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0162A = 16.2mA$$

$$I_{DQ2} = 0.0031A = 3.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GSQ1} = -I_{DQ1}.R_S = -16.2x10^{-3}(560) = -9.07V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 3.1mA$$

أي أن:

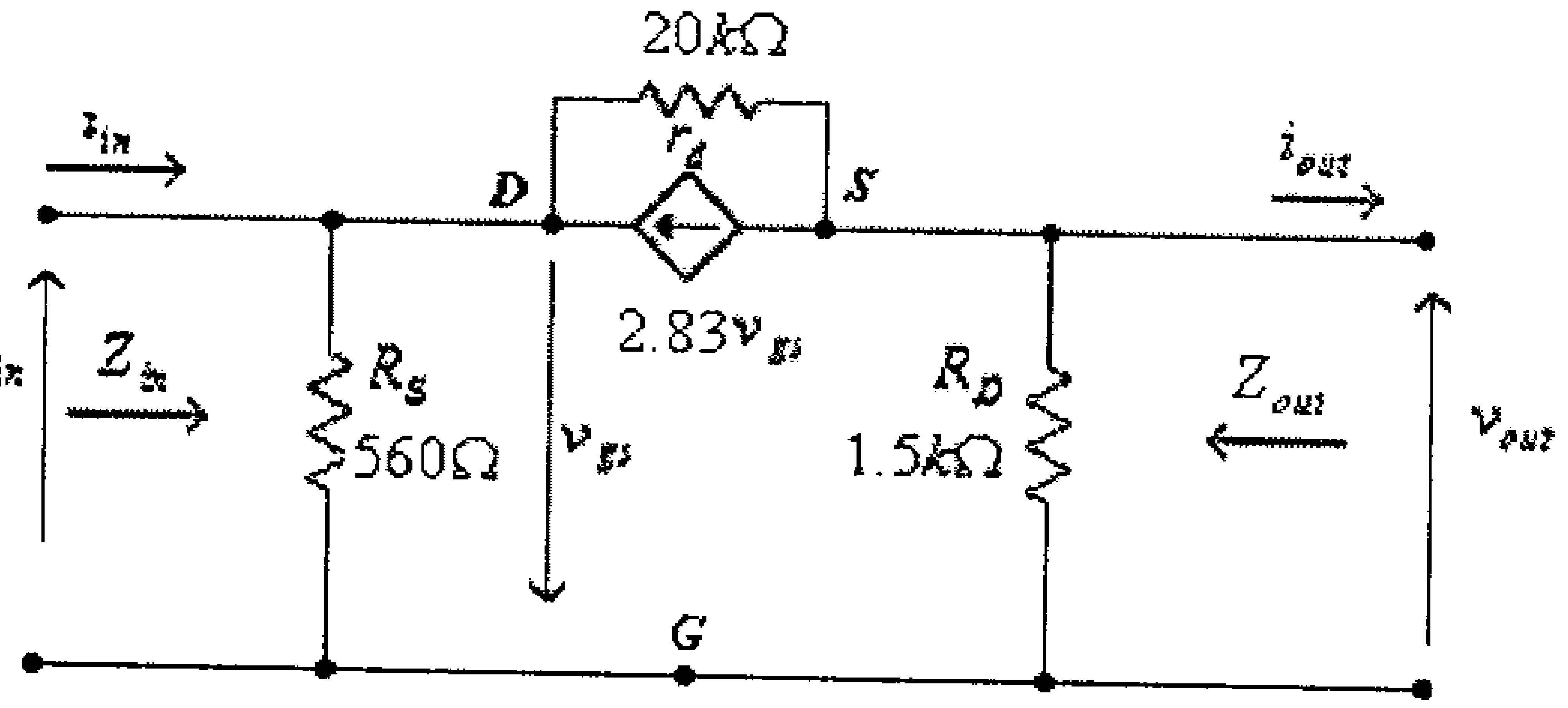
$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -3.1x10^{-3}(560) = -1.736V$$

وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2x10x10^{-3}}{4} = 5x10^{-3}S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0}.\left(1-\frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) = 5\left(1-\frac{-1.736}{-4}\right) = 2.83mS$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (59)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = \frac{R_S(r_d + R_D)}{R_S + r_d + R_D + g_m.r_d.R_S}$$

$$= \frac{560(20x10^3 + 1.5x10^3)}{560 + 20x10^3 + 1.5x10^3 + 2.83x10^{-3}x20x10^3x560} = 224\Omega$$

وبإهمال تأثير r_d، فإن:

$$z_{in} = \frac{R_S}{1+g_m.R_S} = \frac{560}{1+2.83x10^{-3}x560} = 216.7\Omega$$

$$Z_{out}=\frac{r_d.R_D}{r_d+R_D}=\frac{20x10^3x1.5x10^3}{20x10^3+1.5x10^3}=1.395x10^3\Omega=1.395k\Omega$$

ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل:

$$A_{VO}=\frac{v_{out}}{v_{in}}=\frac{R_D+g_m.r_d.R_D}{r_d+R_D}=\frac{1.5x10^3+2.83x10^{-3}x20x10^3x1.5x10^3}{20x10^3+1.5x10^3}=4.02$$

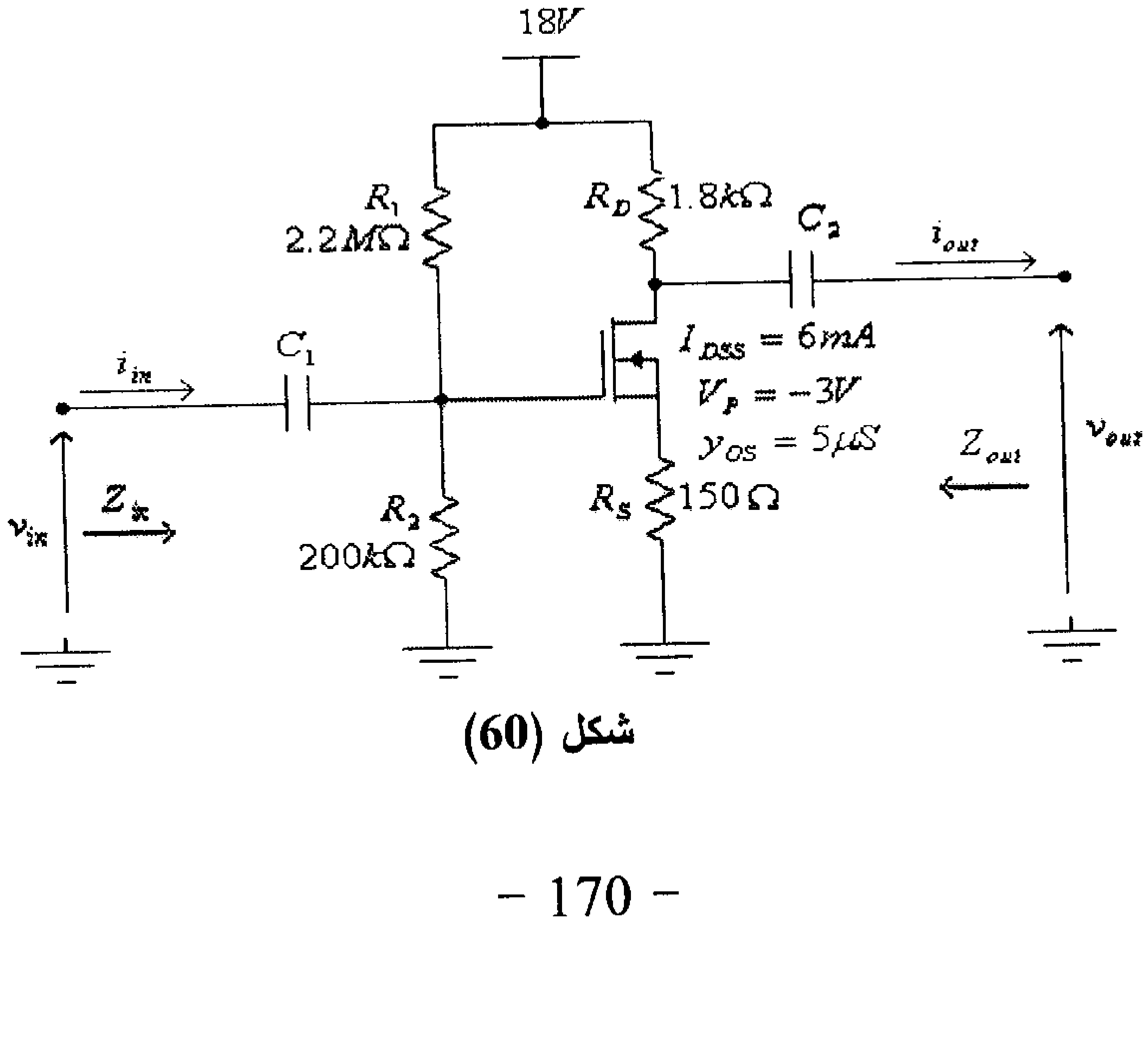
وبإهمال تأثير r_d، فإن:

$$A_{VO}=g_m.R_D=2.83x10^{-3}x1.5x10^3=4.25$$

3.10 دوائر الترانزيستورات من النوع Depletion-type MOSFET

لقد عرفت في بداية هذه الوحدة أن الدائرة المكافئة لهذا النـــوع مـــن الترانزيستورات تشبه تلك التي لترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (JFET)، وبالتالي فإن ما تم شرحه سابقاً من الدوائر المختلفه لترانزيستورات الـــ JFET يمكن تطبيقه على هذه الترانزيستورات مع الأخذ بعين الإعتبار أن قيمـــة g_m لترانزيستورات Depletion-type MOSFET يمكن أن تكون أكبر من القيمة g_{m0}.

مثال (10): للدائرة التالية:



شكل (60)

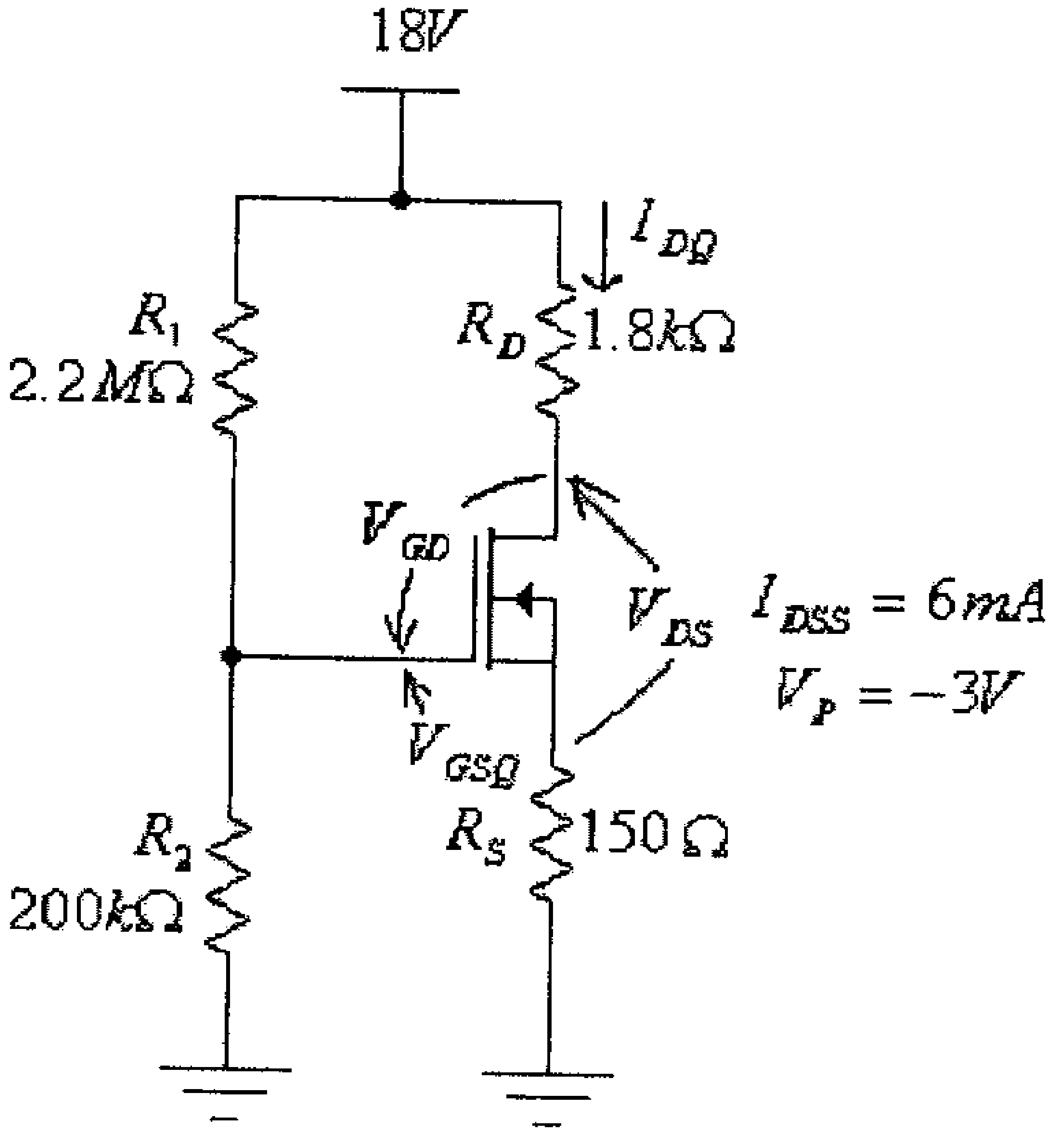
أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

الحل:

وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة V_{GSQ}. دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (61)

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(18).(200x10^3)}{2.2x10^6 + 200x10^3} = 1.5V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 1.5 - 150I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1+\frac{1.5-150I_{DQ}}{3}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1+\frac{1.5}{3}-\frac{150I_{DQ}}{3}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1.5-50I_{DQ}\right)^2$$

$$15I_{DQ}{}^2 - 1.9I_{DQ} + 0.0135 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 119.1mA$$

$$I_{DQ2} = 7.6mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 1.5 - 150I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_{DQ1}.R_S = 1.5 - 119.1x10^{-3}(150) = -16.36V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 7.6mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G - I_{DQ}.R_S = 1.5 - 7.6x10^{-3}(150) = 0.36V$$

وبالتالي، فإن:

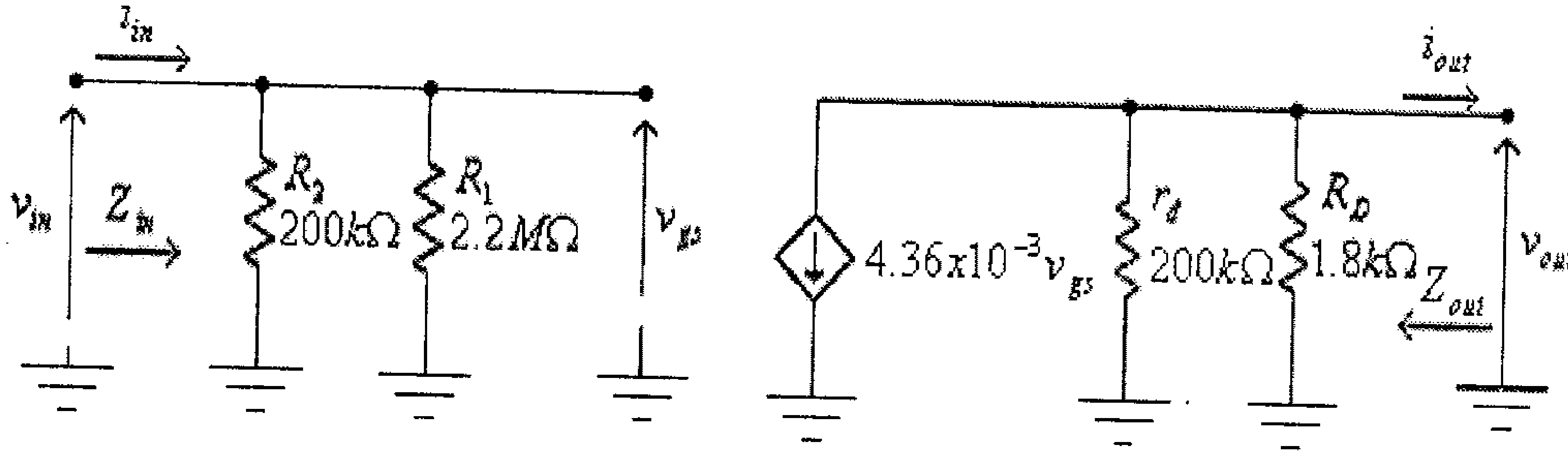
$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2x6x10^{-3}}{3} = 4x10^{-3}S = 4mS.$$

$$g_m = g_{m0}\cdot\left(1-\frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) = 4\left(1-\frac{0.36}{-4}\right) = 4.36mS$$

و:

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{5x10^{-6}} = 200x10^3\Omega = 200k\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (62)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = \frac{R_1.R_2}{R_1+R_2} = \frac{(2.2x10^6).(200x10^3)}{2.2x10^6+200x10^3} = 183.33x10^3\Omega = 183.33k\Omega$$

$$Z_{out} = \frac{R_D.r_d}{R_D+r_d} = \frac{(1.8x10^3).(200x10^3)}{1.8x10^3+200x10^3} = 1.78x10^3\Omega = 1.78k\Omega$$

ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m.R_D.r_d}{R_D+r_d} = -\frac{4.36x10^{-3}(1.8x10^3).(200x10^3)}{1.8x10^3+200x10^3} = -7.78$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، تجد أن:

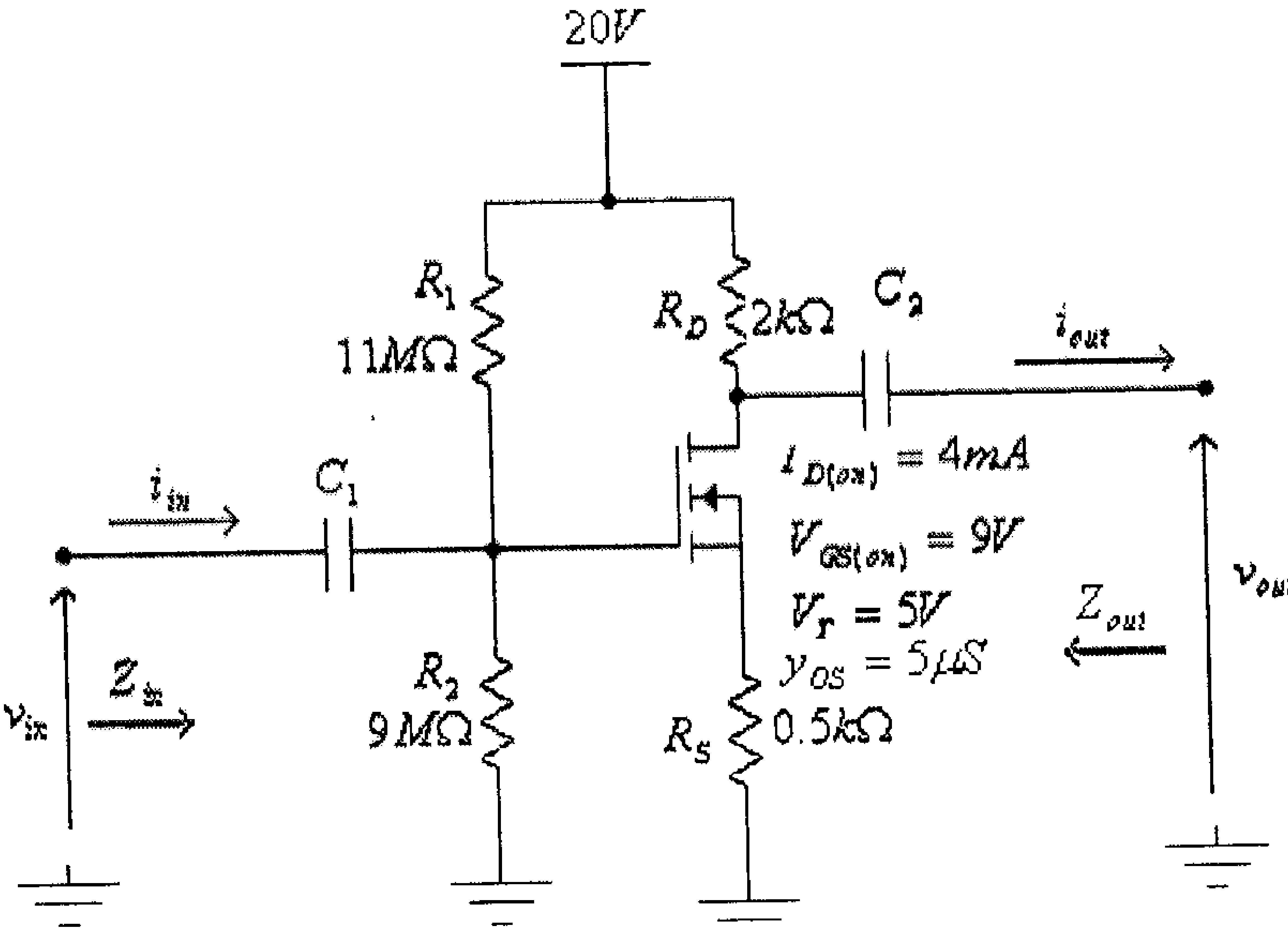
$$A_{VO} = -g_m.R_D = -4.36x10^{-3}(1.8x10^3) = -7.84$$

3.11 دوائر الترانزيستورات من النوع Enhancement-type MOSFET

لقد عرفت في بداية هذه الوحدة أن الدائرة المكافئة لهذا النوع من الترانزيستورات تشبه تلك التي لترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (JFET)، وبالتالي فإن ما تم شرحه سابقاً من الدوائر المختلفه لترانزيستورات الـ JFET يمكن تطبيقه على هذه الترانزيستورات مع الأخذ بعين الإعتبار أن قيمة g_m لهذه الترانزيستورات يتم حسابها من المعادلة:

$$g_m = 2k.(V_{GS} - V_T)$$

مثال (11): للدائرة التالية:



شكل (63)

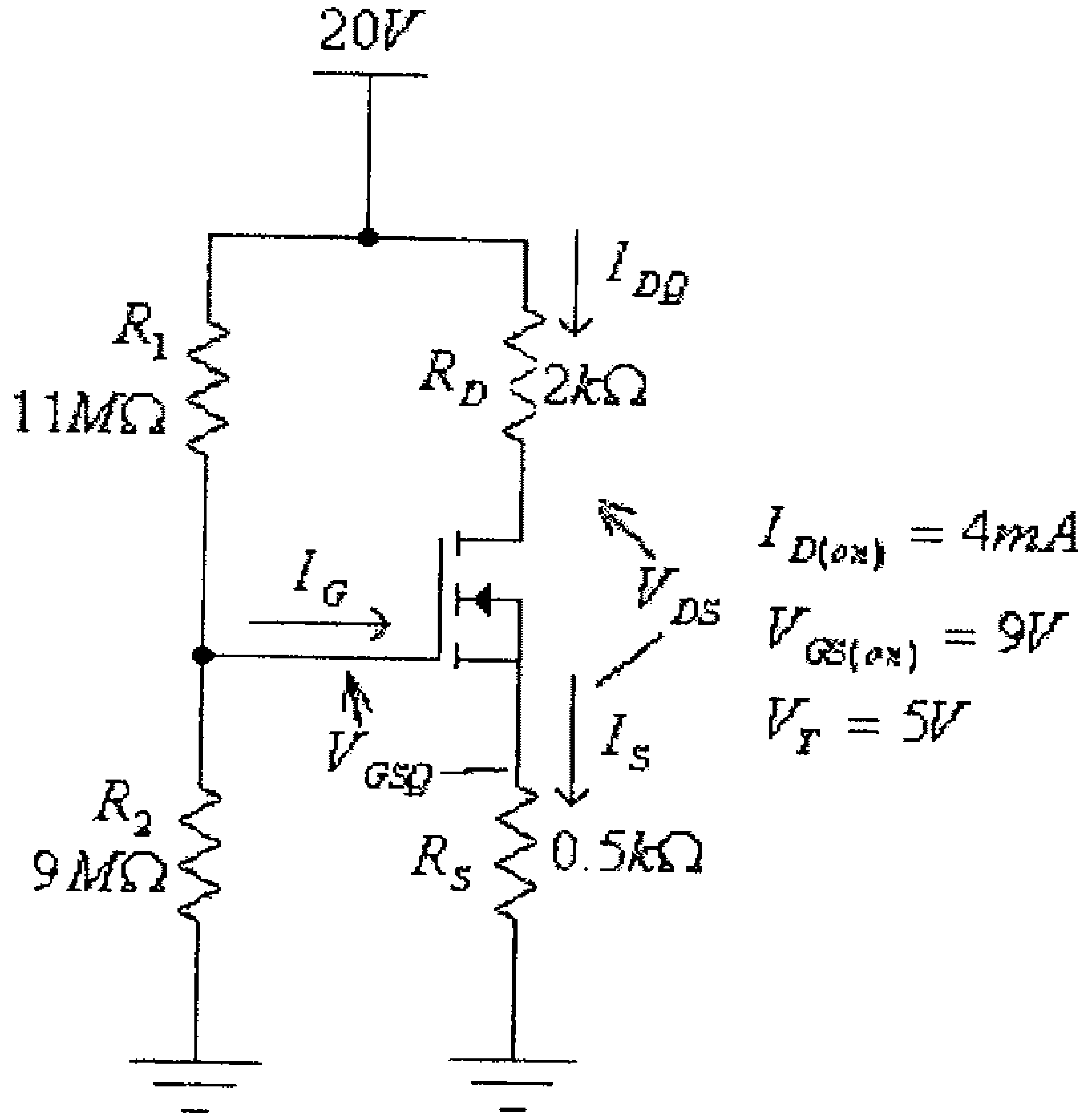
أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in}، والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

الحل:

وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة V_{GSQ}. دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (64)

من معطيات الترانزيستور، نستطيع تحديد قيمة المعامل k له. فمن المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$

وبتعويض معطيات الترانزيستور المبينة في الشكل في هذه المعادلة، نجد:

$$k = \frac{4x10^{-3}}{(9-5)^2} = 2.5x10^{-4}\ A/V^2$$

أي أن خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور هي:

$$I_D = 2.5x10^{-4}(V_{GS} - 5)^2$$

في الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20(9x10^6)}{11x10^6 + 9x10^6} = 9V$$

و:

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S = 9 - 500 I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في خاصية النقل المذكورة أعلاه، نجد:

$$I_D = 2.5x10^{-4}(9 - 500 I_D - 5)^2$$

أو:

$$I_D = 2.5x10^{-4}(4 - 500 I_D)^2$$

ومنها:

$$62.5 I_D{}^2 - 2 I_D + 0.004 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 29.9mA$$

$$I_{DQ2} = 2.1mA$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في المعادلة التي تصف قيمة V_{GS}، وهي :

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S = 9 - 500 I_D$$

نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_{DQ1} R_S = 9 - 500 I_D = 9 - 500(29.9x10^{-3}) = -5.95V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_T (بل حتى سالبة) ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

أي أن:

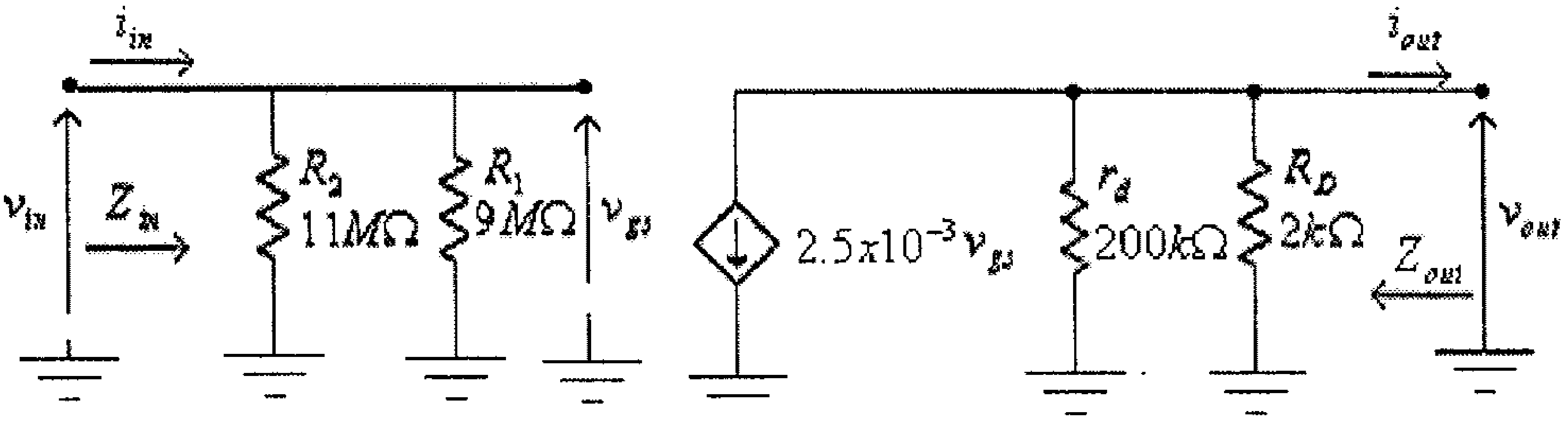
$$V_{GSQ} = V_G - I_{DQ} R_S = 9 - 500(2.1x10^{-3}) = 7.95V$$

وبالتالي فإن:

$$g_m = 2k(V_{GSQ} - V_T) = 2x2.5x10^{-4}(7.95-5) = 2.5x10^{-3}S = 2.5mS$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{5x10^{-6}} = 200x10^3\Omega = 200k\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (65)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = \frac{R_1.R_2}{R_1+R_2} = \frac{(11x10^6).(9x106)}{11x10^6+9x10^6} = 4.95x10^6\Omega = 4.95M\Omega$$

$$Z_{out} = \frac{R_D.r_d}{R_D+r_d} = \frac{(2x10^3).(200x10^3)}{2x10^3+200x10^3} = 1.98x10^3\Omega = 1.98k\Omega$$

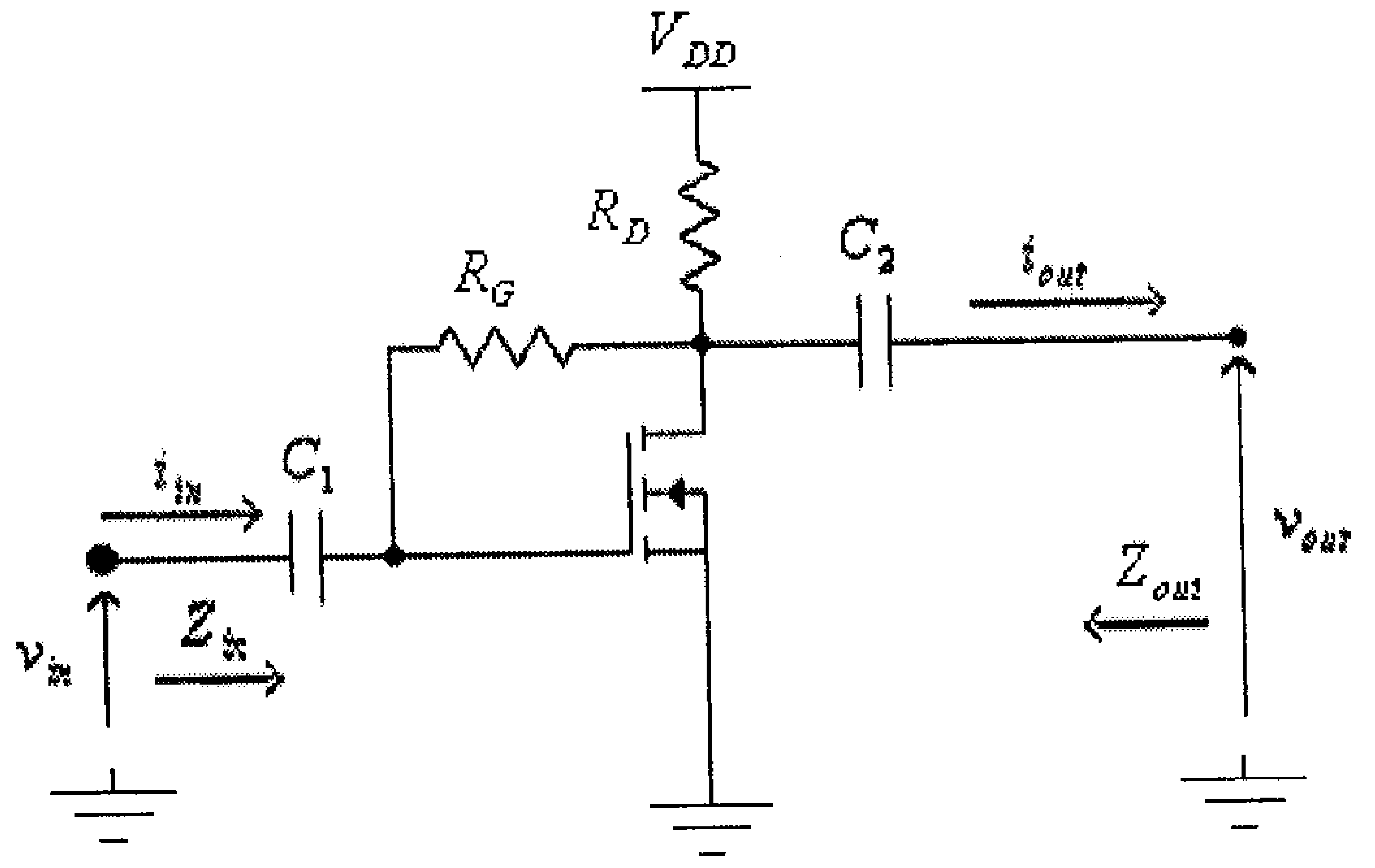
ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m.R_D.r_d}{R_D+r_d} = -\frac{2.5x10^{-3}(2x10^3).(200x10^3)}{2x10^3+200x10^3} = -4.95$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، تجد أن:

$$A_{VO} = -g_m.R_D = -2.5x10^{-3}(2x10^3) = -5$$

مثال (12): للدائرة التالية:



شكل (66)

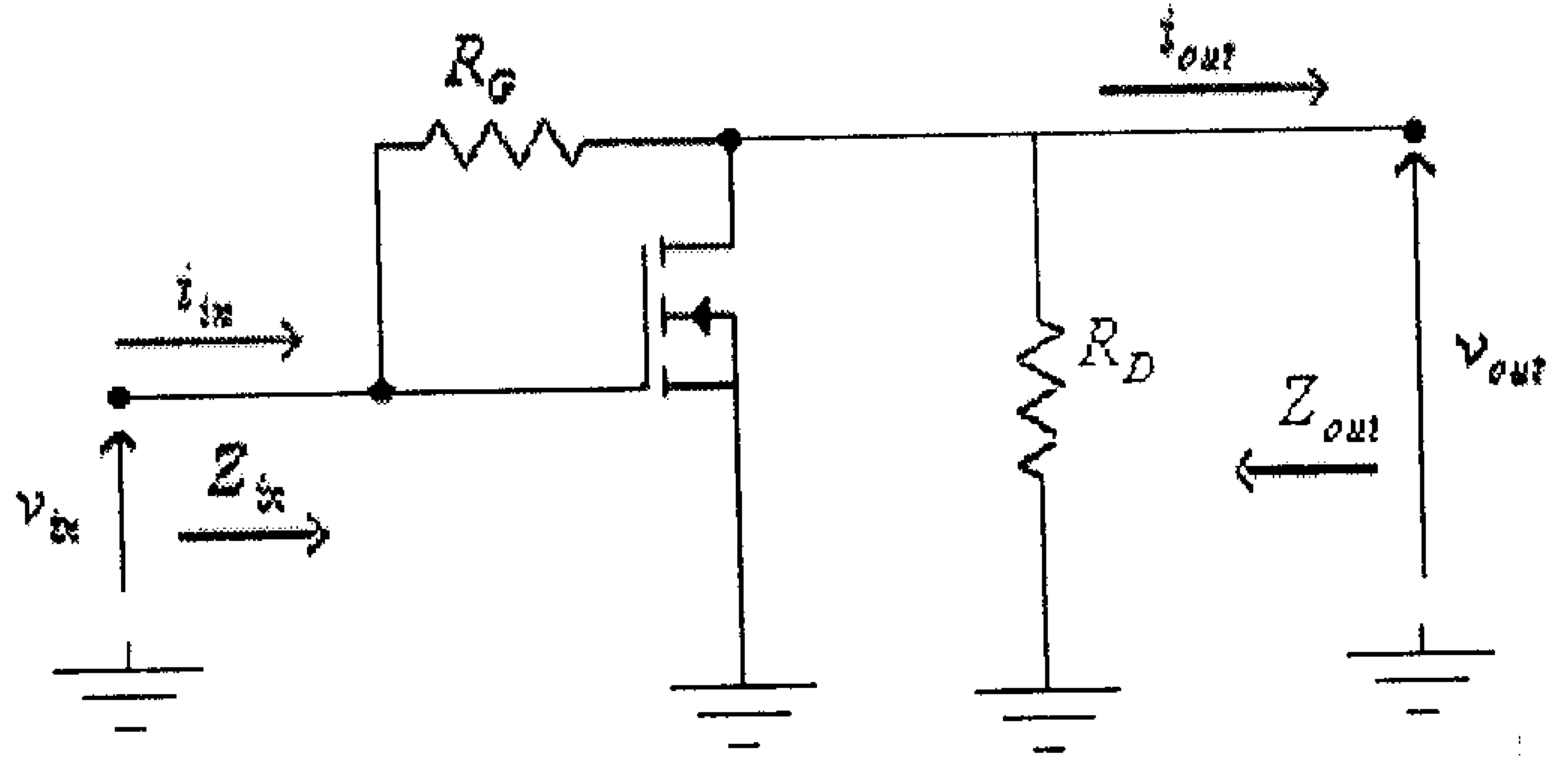
أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

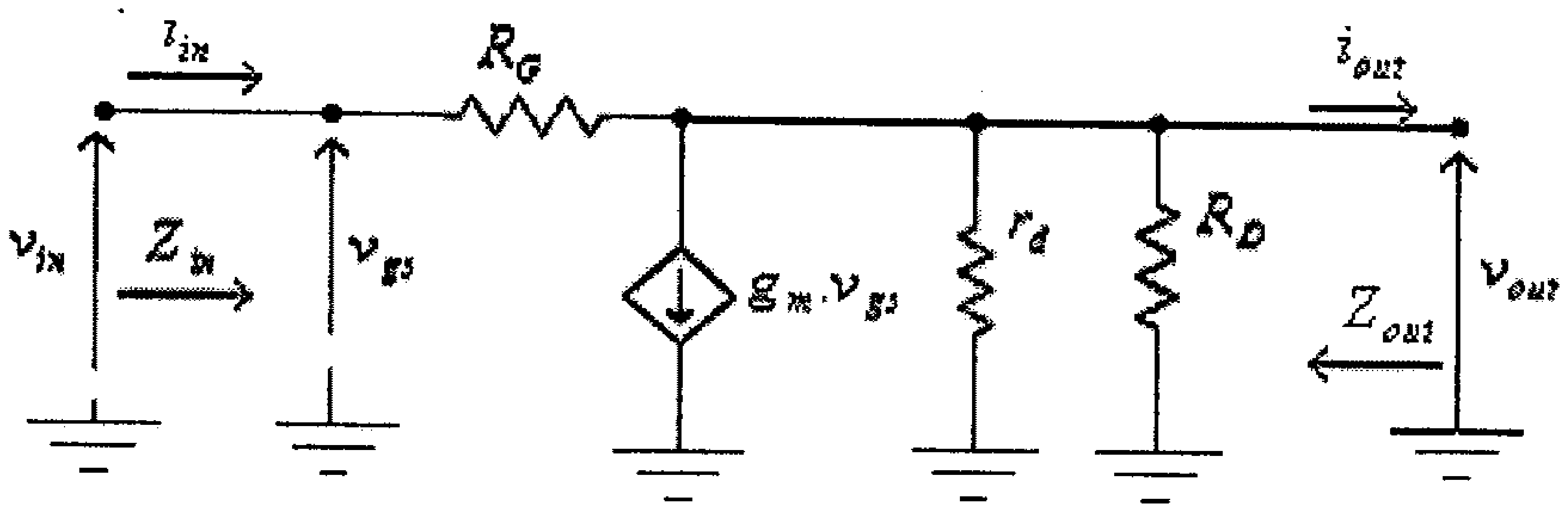
الحل:

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (67)

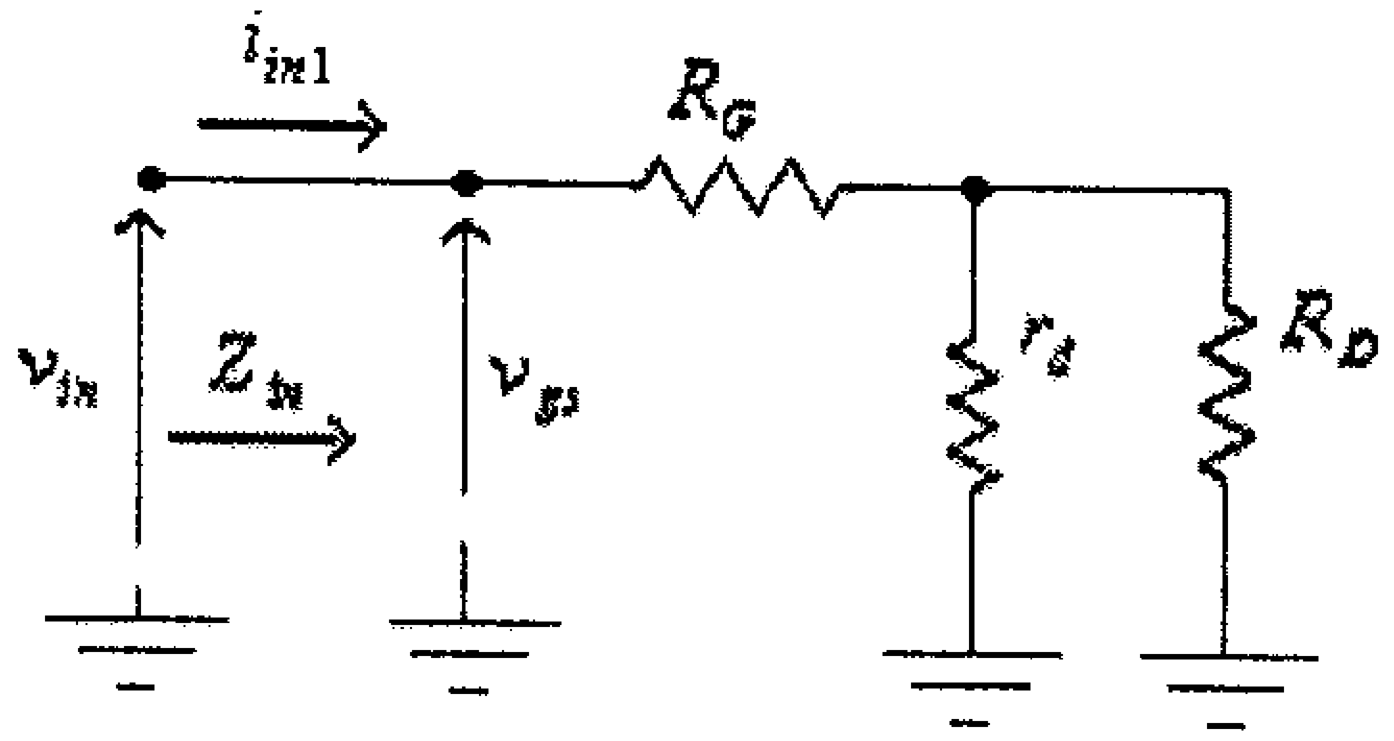
وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (68)

من هذه الدائرة تلاحظ أن التيار المدخلي مكــون مــن مــركبتين همــا المركبة i_{in1} والمُسببة من الفولطية المدخلية v_{in} والمركبة i_{in2} والمُــسببة مــن مصدر التيار $g_m.v_{gs}$.

المركبة i_{in1} والمُسببة من الفولطية المدخلية يتم تحديدها من الدائرة التالية.

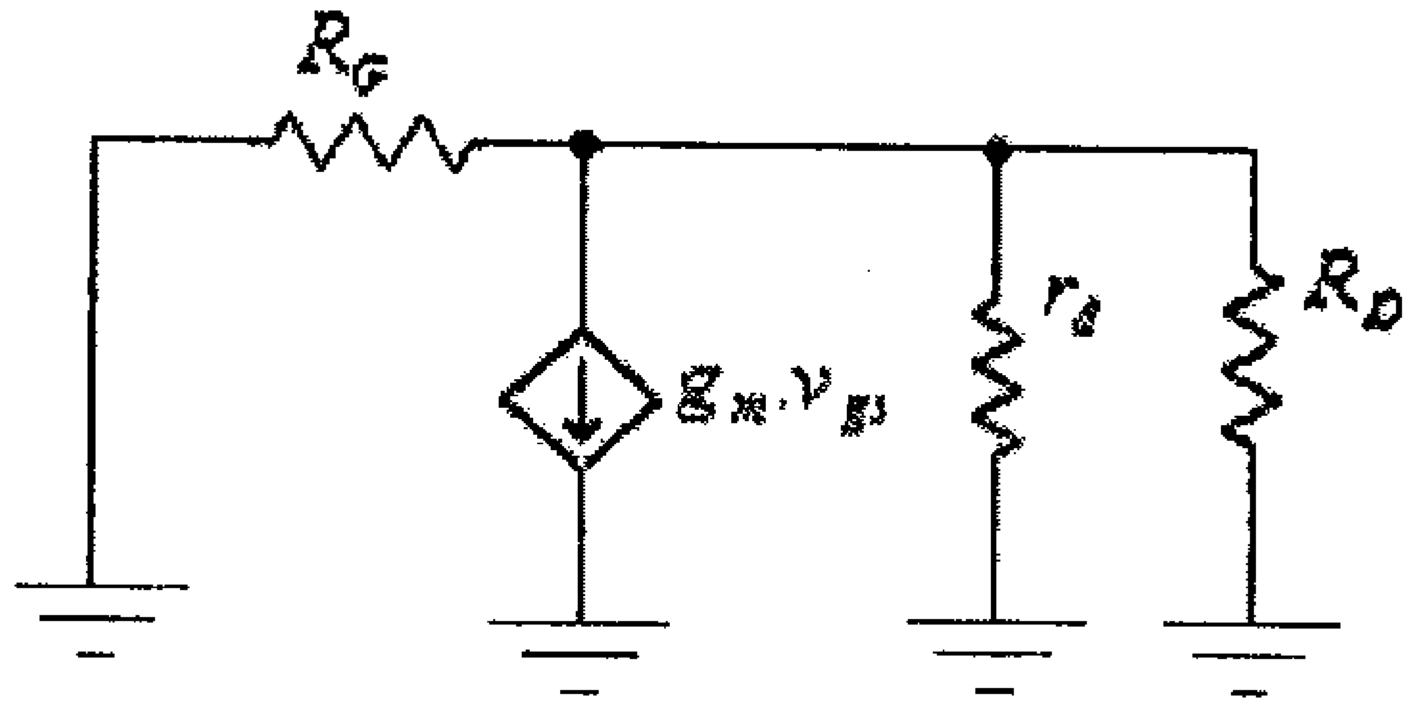


شكل (69)

من هذه الدائرة، نجد:

$$i_{in1} = \frac{v_{in}}{R_G + r_d \| R_D} \quad \dots\dots\dots\dots\dots (1)$$

المركبة i_{in2} والمُسببة من مصدر التيار $g_m.v_{gs}$ يتم تحديدها من الدائرة التالية.



شكل (70)

من هذه الدائرة، نجد:

$$i_{in2} = \frac{g_m.v_{gs}.r_d \| R_D}{R_G + r_d \| R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \ (2)$$

وبالتالي، فإن:

$$i_{in} = i_{in1} + i_{in2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \ (3)$$

وبتعويض قيمة كل من i_{in1} و i_{in2} من المعادلتين (1) و (2) في المعادلة (3)، نجد:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_G + r_d \| R_D} + \frac{g_m.v_{gs}.r_d \| R_D}{R_G + r_d \| R_D} \quad \ldots\ldots \ (4)$$

ولكن:

$$v_{gs} = v_{in}$$

أي أن:

$$i_{in} = \frac{v_{in}(1 + g_m.r_d \| R_D)}{R_G + r_d \| R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \ (5)$$

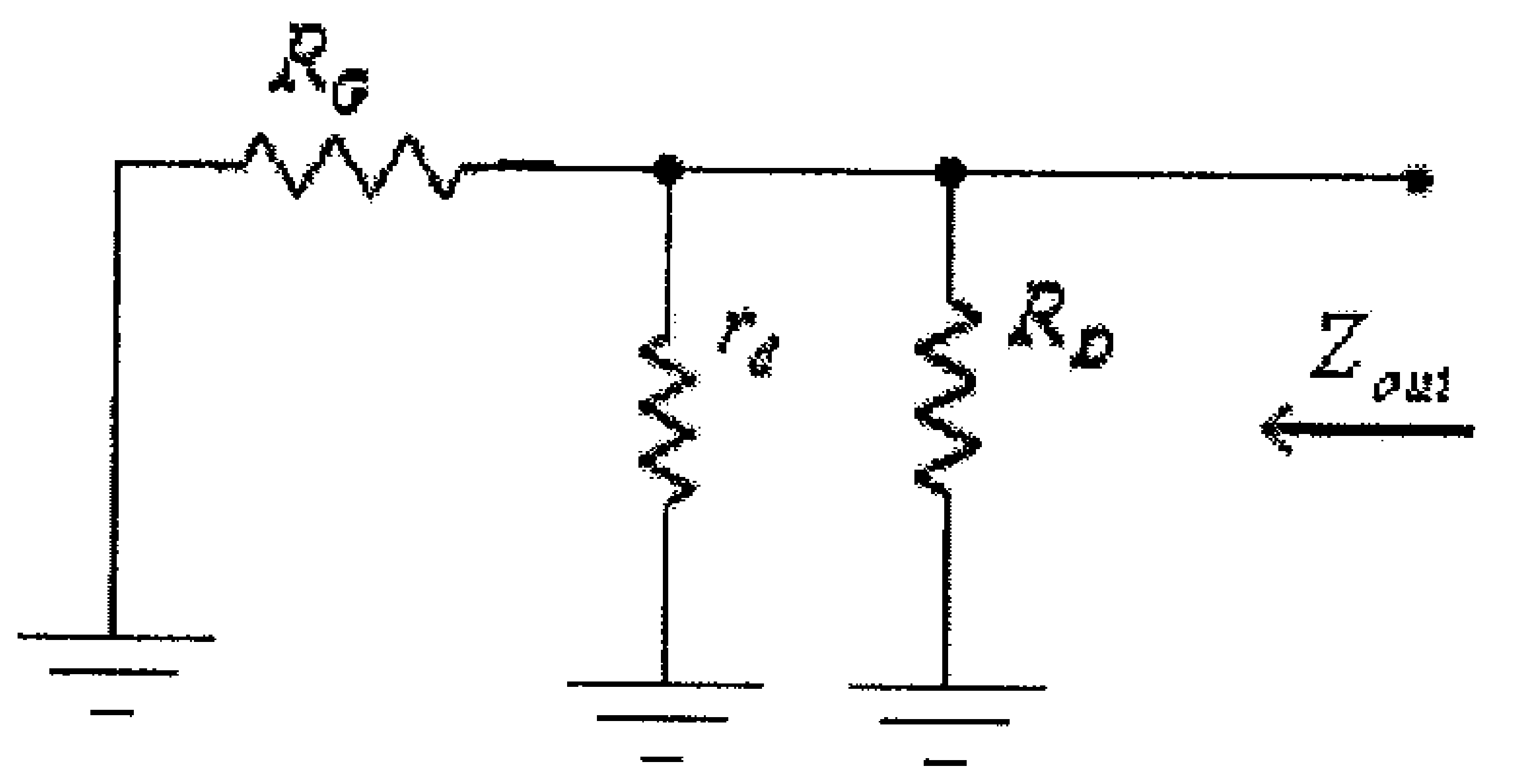
أي أن:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{R_G + r_d \| R_D}{1 + g_m.r_d \| R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \ (6)$$

وبإهمال تأثير المقاومة r_d ، أي عندما تؤول قيمة r_d الى مالانهاية، نجد أن:

$$z_{in} = \lim_{r_d \to \infty} \frac{R_G + R_D}{1 + g_m.R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \ (7)$$

الممانعة المخرجية يمكن أيجادها من الدائرة المكافئة والمبينة في شـــكل (68)، وبعد جعل قيمة v_{in} تساوي صفراً، أي من الدائرة التالية.



شكل (71)

من هذه الدائرة، نجد أن:

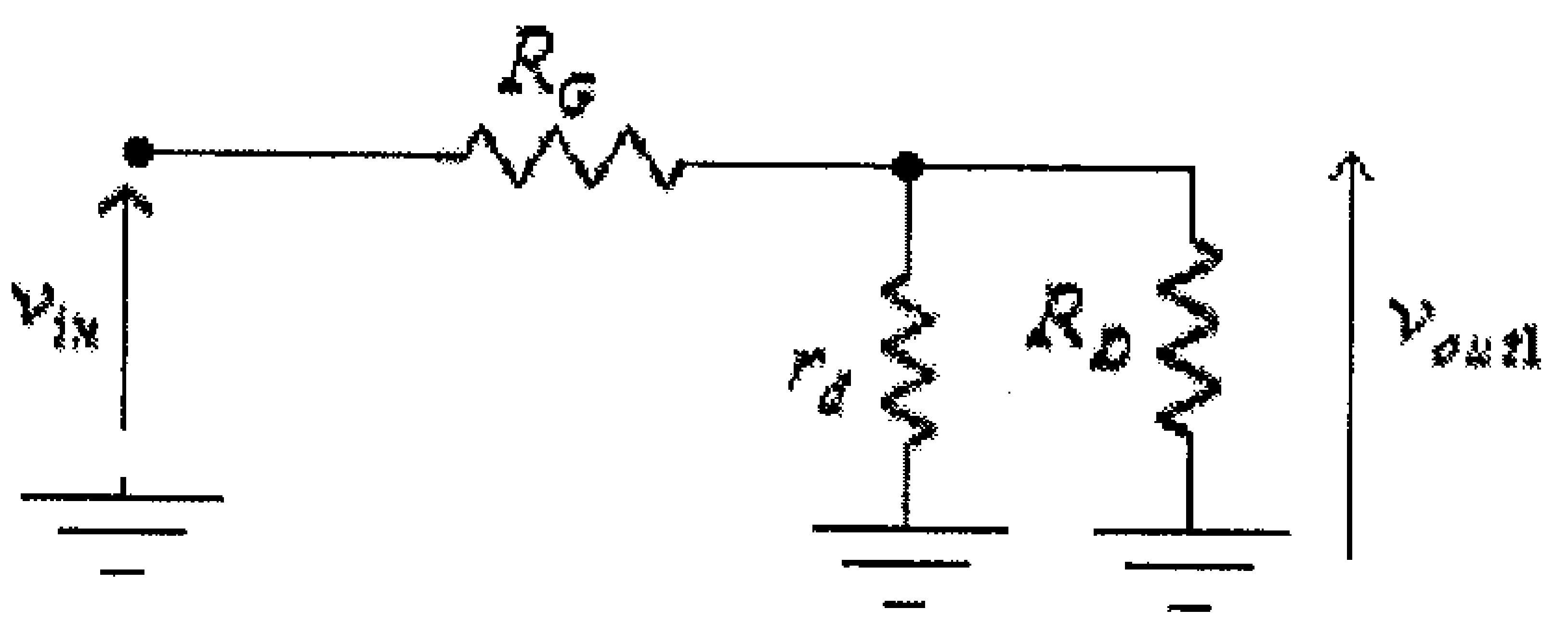
$$Z_{out} = R_G \| r_d \| R_D$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة R_G أكبر كثيراً من قيمة محصلة المقاومتين المتوازيتين r_d و R_D، أي أن:

$$Z_{out} = r_d \| R_D$$

معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO} يتم ايجاده من الدائرة المكافئة المبينة في شكل (68) السابق، حيث تلاحظ أن الفولطية المخرجية لهذه الدائرة مكونة من مُركبتين هما المُركبة v_{out1} والمُسببة من الفولطية المدخلية v_{in} والمُركبة v_{out2} والمُسببة من مصدر التيار $g_m.v_{gs}$.

المُركبة v_{out1} والمُسببة من الفولطية المدخلية يتم تحديدها من الدائرة التالية.

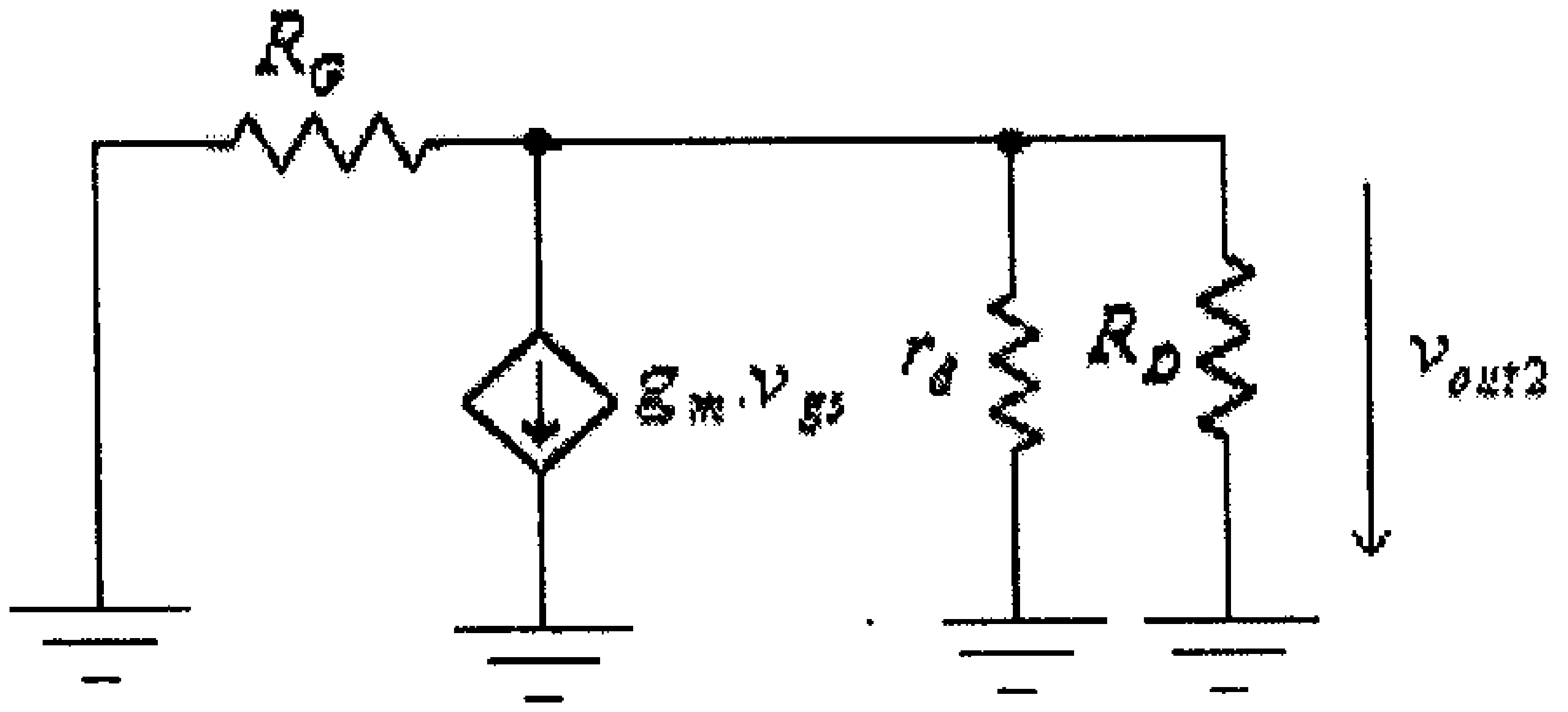


شكل (72)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out1} = \frac{v_{in}.r_d \| R_D}{R_G + r_d \| R_D} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (8)$$

المُركبة v_{out2} والمُسببة من مصدر التيار $g_m.v_{gs}$ يتم تحديدها من الدائرة التالية.



شكل (73)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out2} = g_m.v_{gs}.R_G \| r_d \| R_D \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (9)$$

وبالتالي، فإن:

$$v_{out} = v_{out1} - v_{out2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (10)$$

وبتعويض قيمة كل من v_{out1} و v_{out2} من المعادلتين (8) و (9) فـــي المعادلـــة (10)، نجد:

$$v_{out} = \frac{v_{in}.r_d \| R_D}{R_G + r_d \| R_D} - g_m.v_{gs}.R_G \| r_d \| R_D \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (11)$$

ولكن:

$$v_{gs} = v_{in}$$

أي أن:

$$v_{out} = v_{in}\left(\frac{r_d \| R_D}{R_G + r_d \| R_D} - g_m.R_G \| r_d \| R_D\right) \quad \ldots\ldots\ldots (12)$$

أي أن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{r_d \| R_D}{R_G + r_d \| R_D} - g_m.R_G \| r_d \| R_D \quad \ldots\ldots\ldots (13)$$

وبإهمال تأثير المقاومة r_d ، أي عندما تؤول قيمة r_d الى مالانهاية، نجد أن:

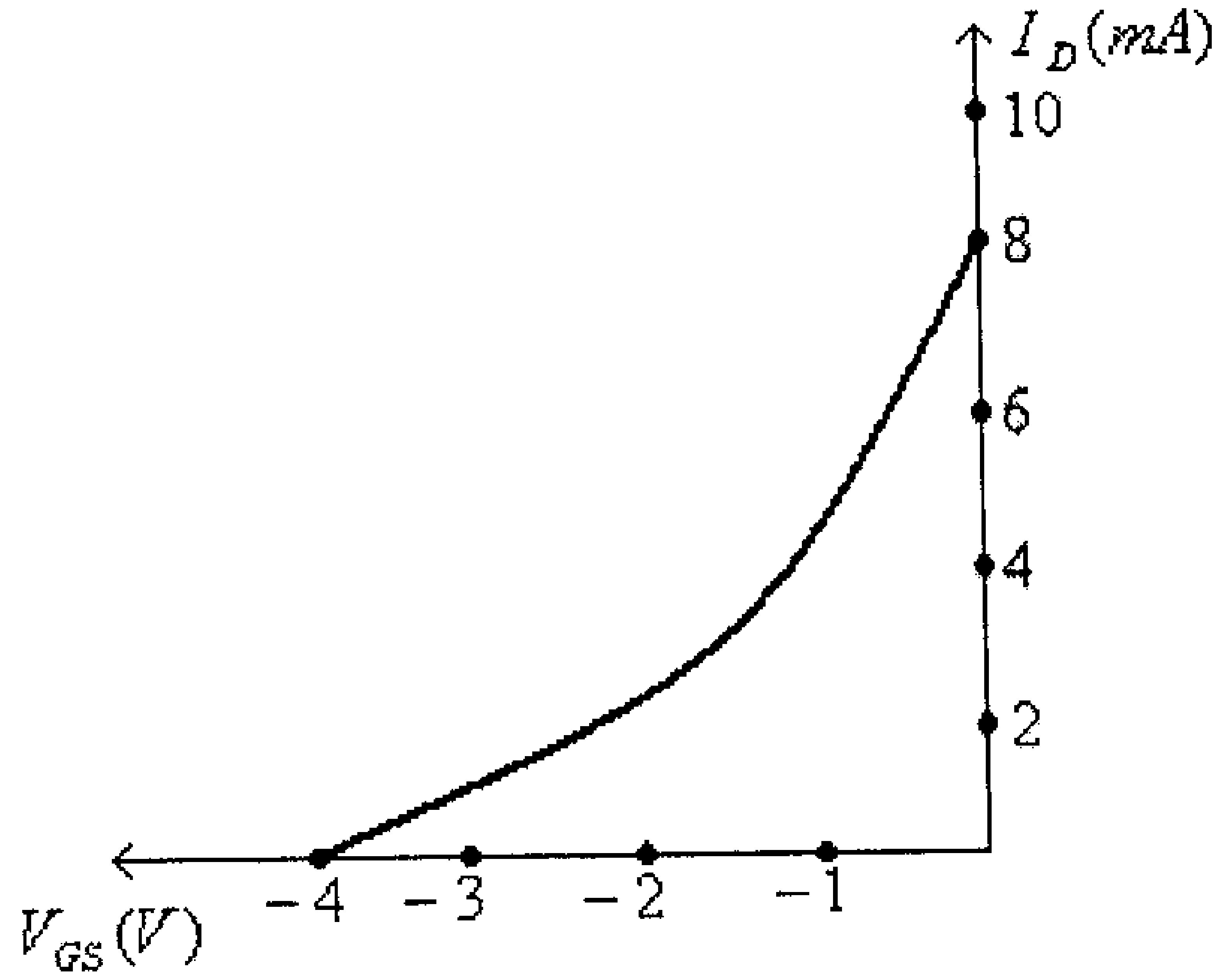
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_D}{R_G + R_D} - g_m . R_G \| R_D \quad \dots (14)$$

وعادة ما تكون قيمة المقاومة R_G أكبر كثيراً من المقاومة R_D ، أي أن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m . R_D$$

3.12 تمارين:

1) لترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET) المُبينة خاصية النقل له فـــي الشكل التالي.



شكل (74)

أ) أوجد قيمة كل من: I_{DSS}، V_P و g_{m0}

ب) ما هي صيغة خاصية النقل $I_D = f(V_{GS})$ لهذا الترانزيستور.

ج) أرسم العلاقة $g_m = f(V_{GS})$.

د) أرسم العلاقة $g_m = f(I_D)$.

هـ) ما هي قيمة g_m لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = -2V$.

و) ما هي قيمة g_m لهذا الترانزيستور عند $I_D = 5mA$.

ز) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = -2V$، علماً بأنه لهذا الترانزيستور $r_d = 200k\Omega$.

2) إذا علمت أنه ولأحد الترانزيستورات من النـــوع (**n-channel depletion-type MOSFET**) $I_{DSS} = 12mA$ ، $V_P = -5V$ و $r_d = 100k\Omega$:

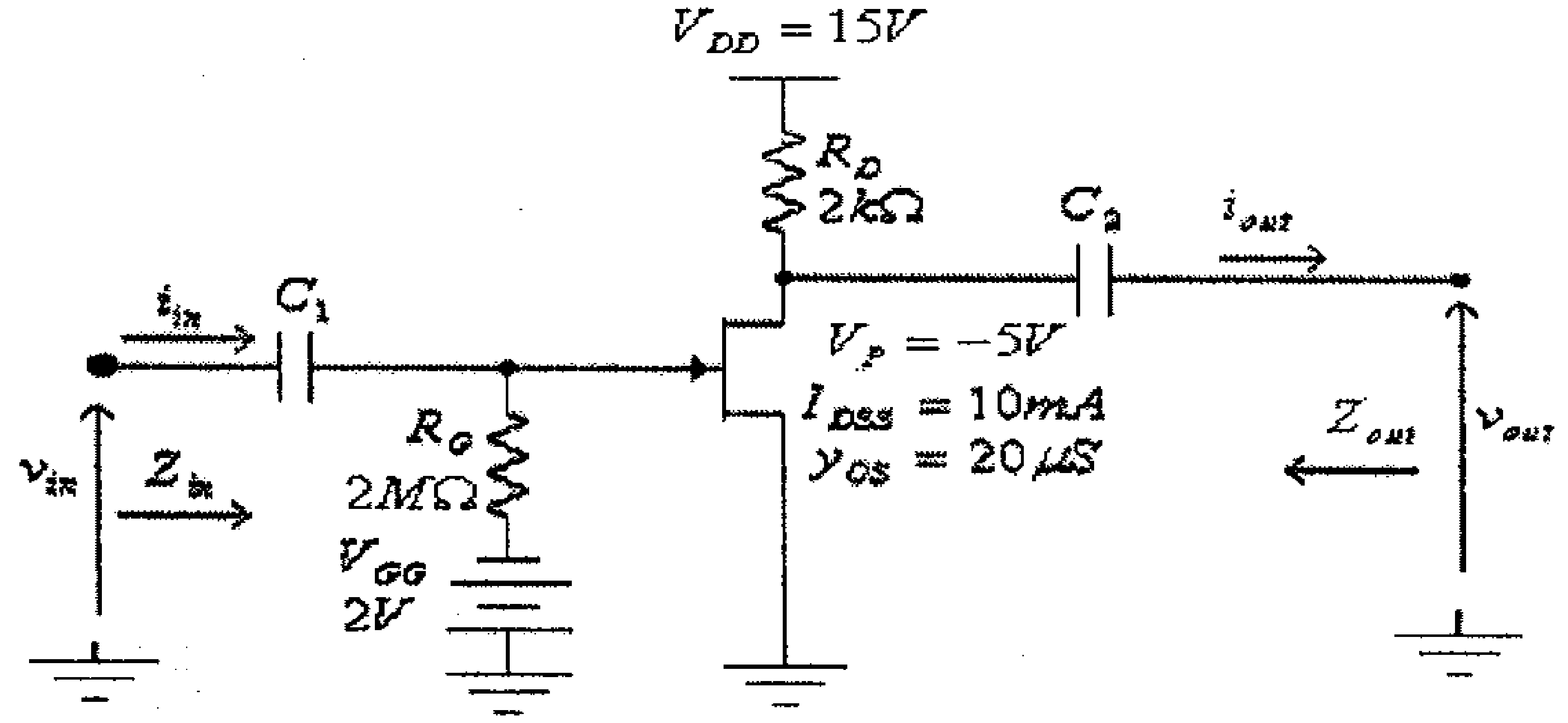
أ) أوجد صيغة خاصية النقل $I_D = f(V_{GS})$ لهذا الترانزيستور وأرسمها.

ب) أوجد قيمة g_{mO} لهذا الترانزيستور.
ج) أرسم العلاقة $g_m = f(V_{GS})$ لهذا الترانزيستور.
د) أرسم العلاقة $g_m = f(I_D)$ لهذا الترانزيستور.
هـ) ما هي قيمة g_m لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 1V$.
و) ما هي قيمة g_m لهذا الترانزيستور عند $I_D = 8mA$.
ز) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 1V$، علماً بأنه لهذا الترانزيستور $r_d = 200k\Omega$.

3) للترانزيستور من النـــوع (**n-channel enhancement-type MOSFET**)، إذا علمت أن $I_D = 10mA$ عند $V_{GS} = 5V$، وأن V_T لهـــذا الترانزيـــستور تساوي $4V$.

أ) أوجد قيمة المعامل k لهذا الترانزيستور.
ب) أوجد صيغة خاصية النقل $I_D = f(V_{GS})$ لهذا الترانزيستور وأرسمها.
ج) أرسم العلاقة $g_m = f(V_{GS})$ لهذا الترانزيستور.
د) ما هي قيمة g_m لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 7V$.
هـ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 7V$، علماً بأنه لهذا الترانزيستور $r_d = 100k\Omega$.

4) لدائرة التضخيم التالية:



شكل (75)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

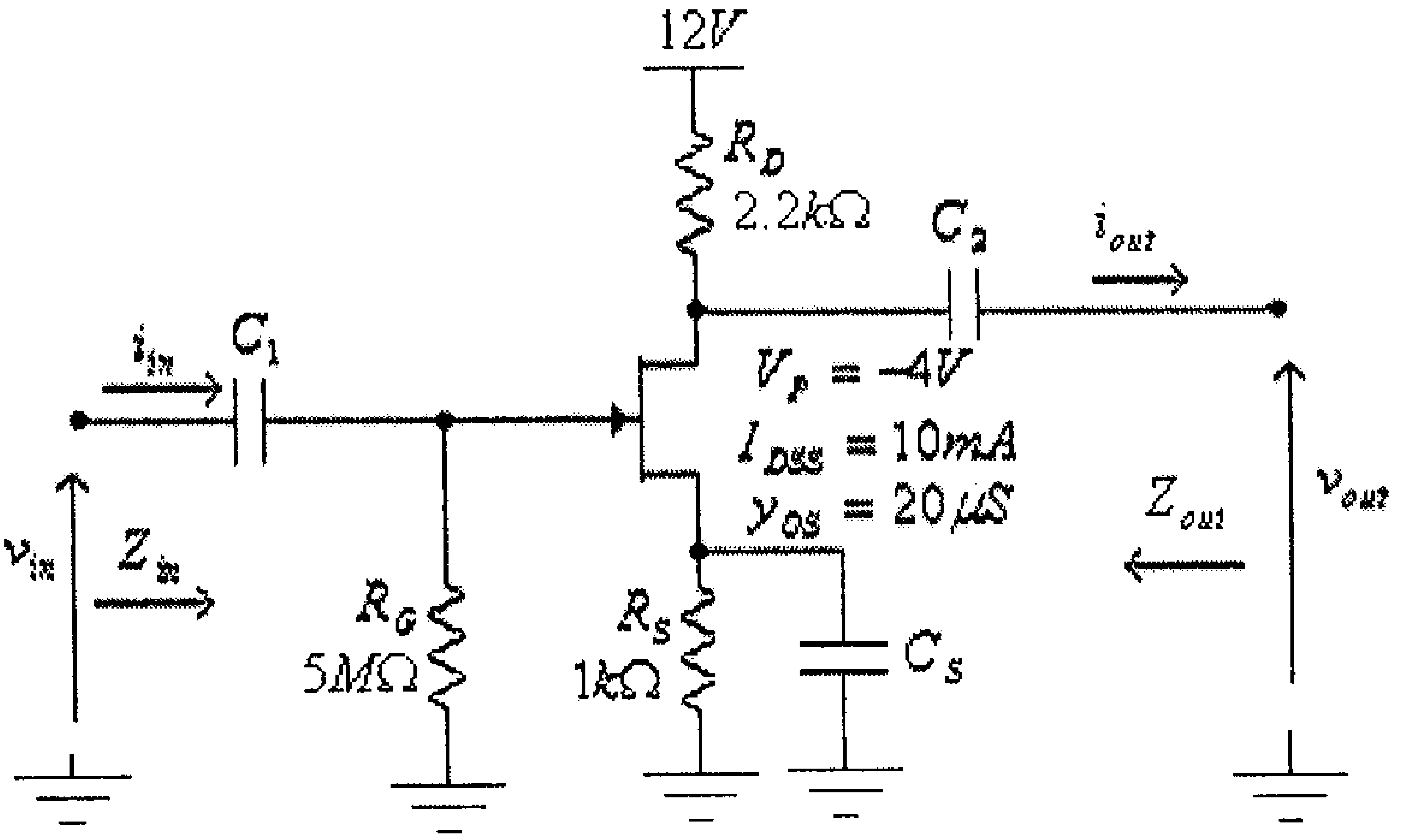
ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}، وإهمال تأثير الممانعة المخرجية للترانزيستور، r_d.

هـ) وفي حالة توصيل حمل، مقاومته $4k\Omega$، أوجد v_{out} إذا علمت أن $v_{in} = 0.5\sin(2000\pi t)$.

وأوجد كذلك معامل تضخيم الفولطية A_V، ومعامل تضخيم التيار، A_i.

5) لدائرة التضخيم التالية:



شكل (76)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

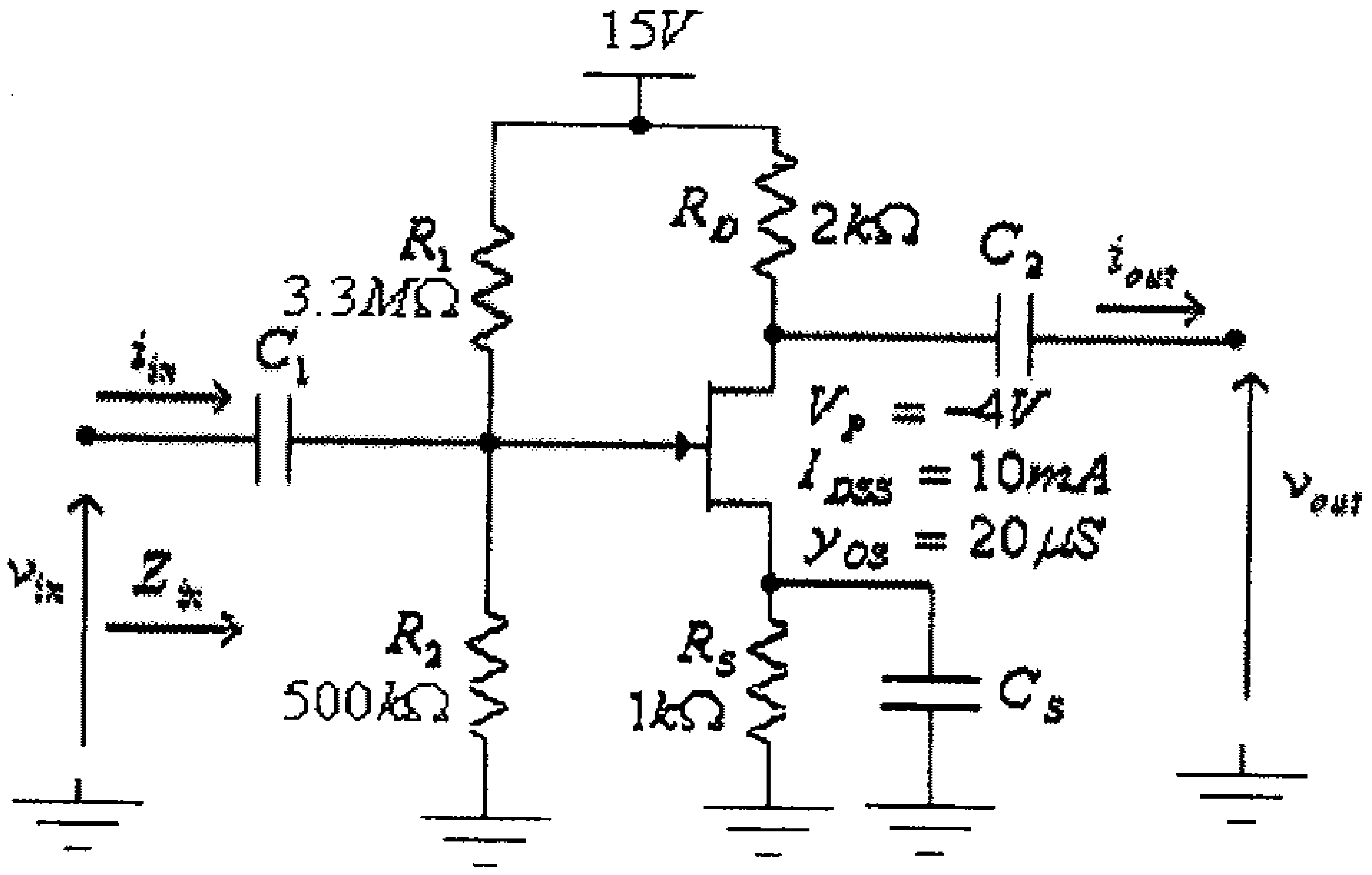
ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}.

د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}، في حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجية للترانزيستور، r_d.

6) أعد حل السؤال السابق في حالة حذف المكثف C_S.

7) لدائرة التضخيم التالية:



شكل (77)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

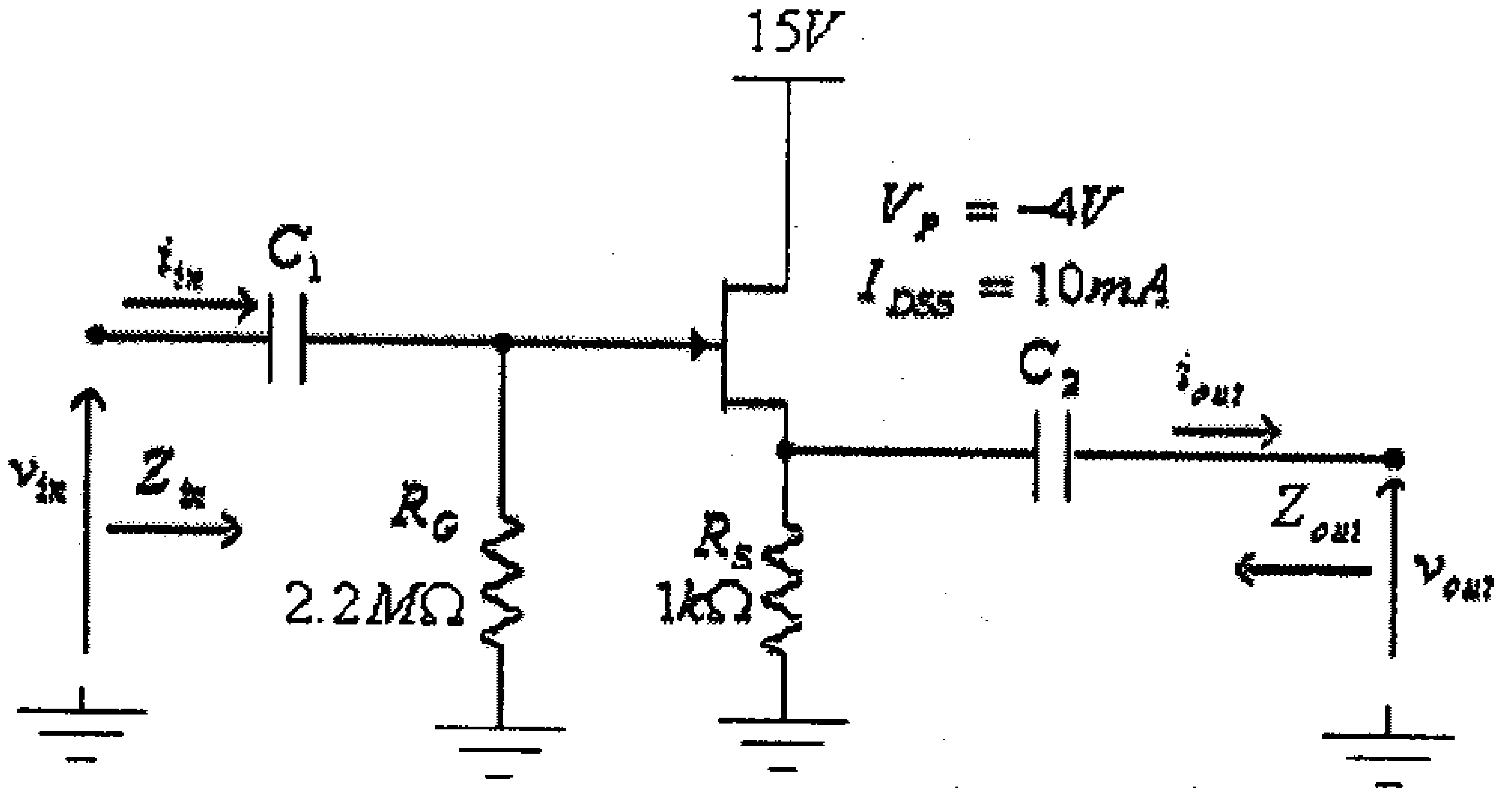
ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية Z_{in} والمخرجية Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}.

د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}، في حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجية للترانزيستور r_d.

8) أعد حل السؤال السابق في حالة حذف المكثف C_S.

9) للدائرة التالية:



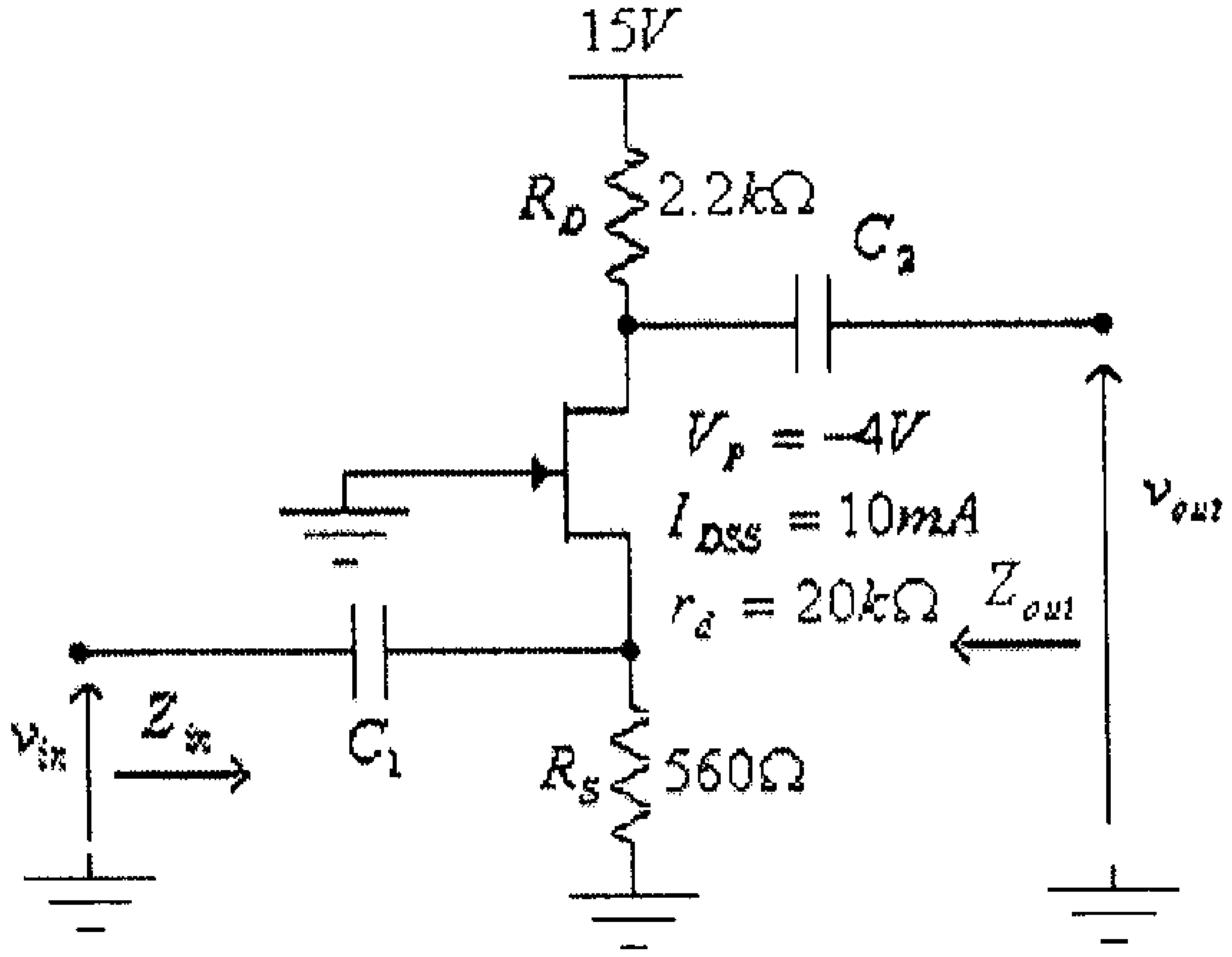
شكل (78)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية Z_{in} والمخرجية Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}.

10) للدائرة التالية:



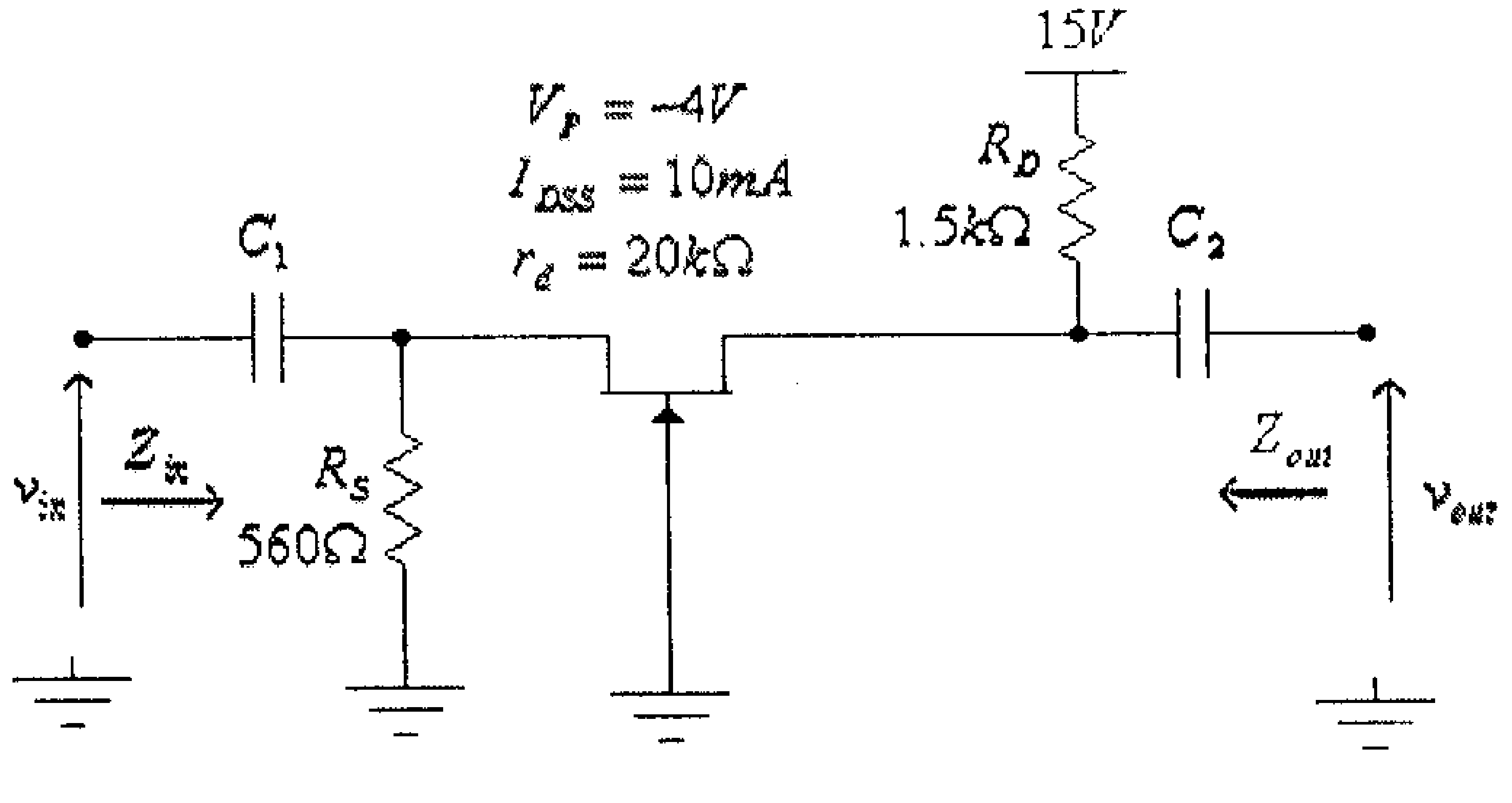
شكل (79)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية Z_{in} والمخرجية Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}.

11) للدائرة التالية:



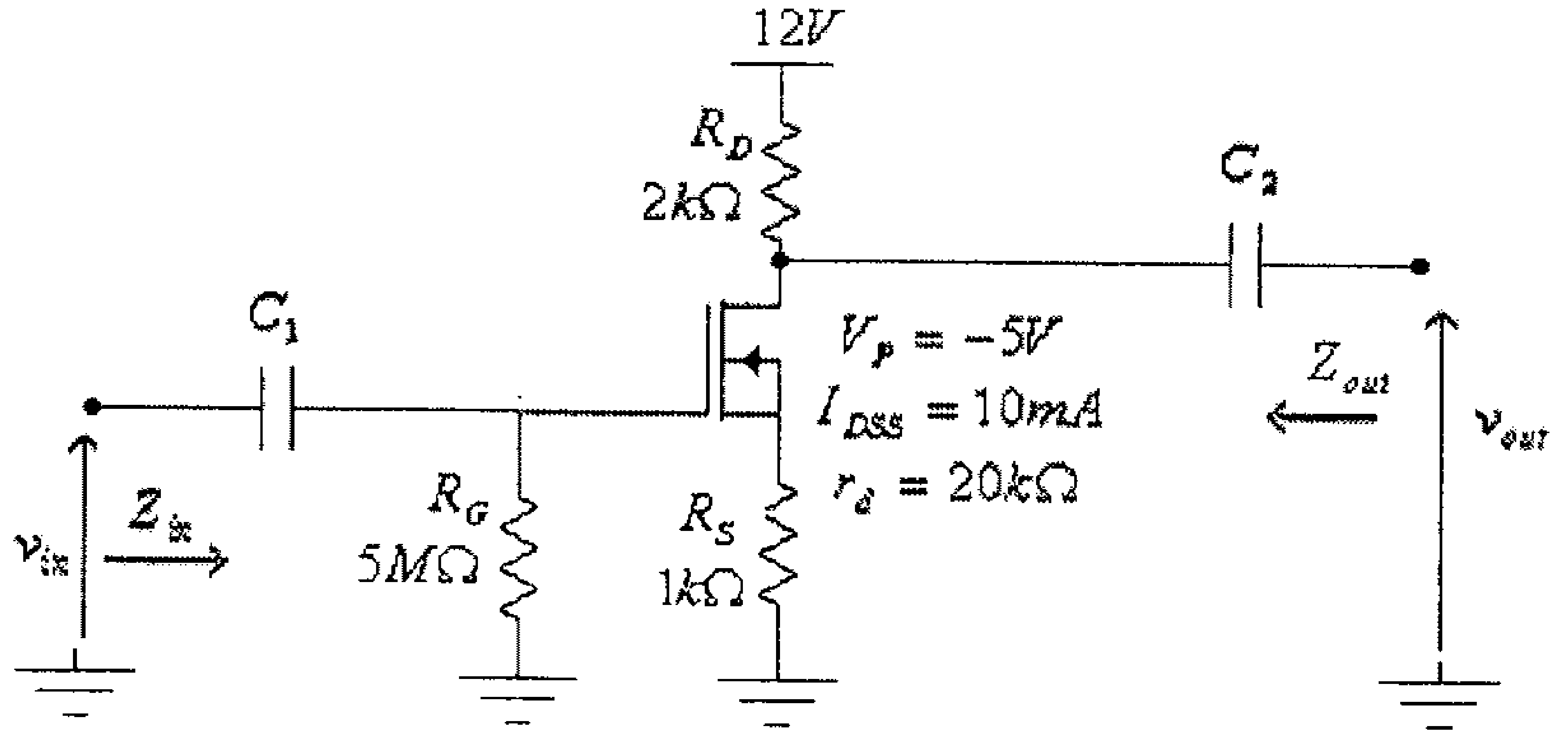
شكل (80)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية Z_{in} والمخرجية Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}.

12) للدائرة التالية:



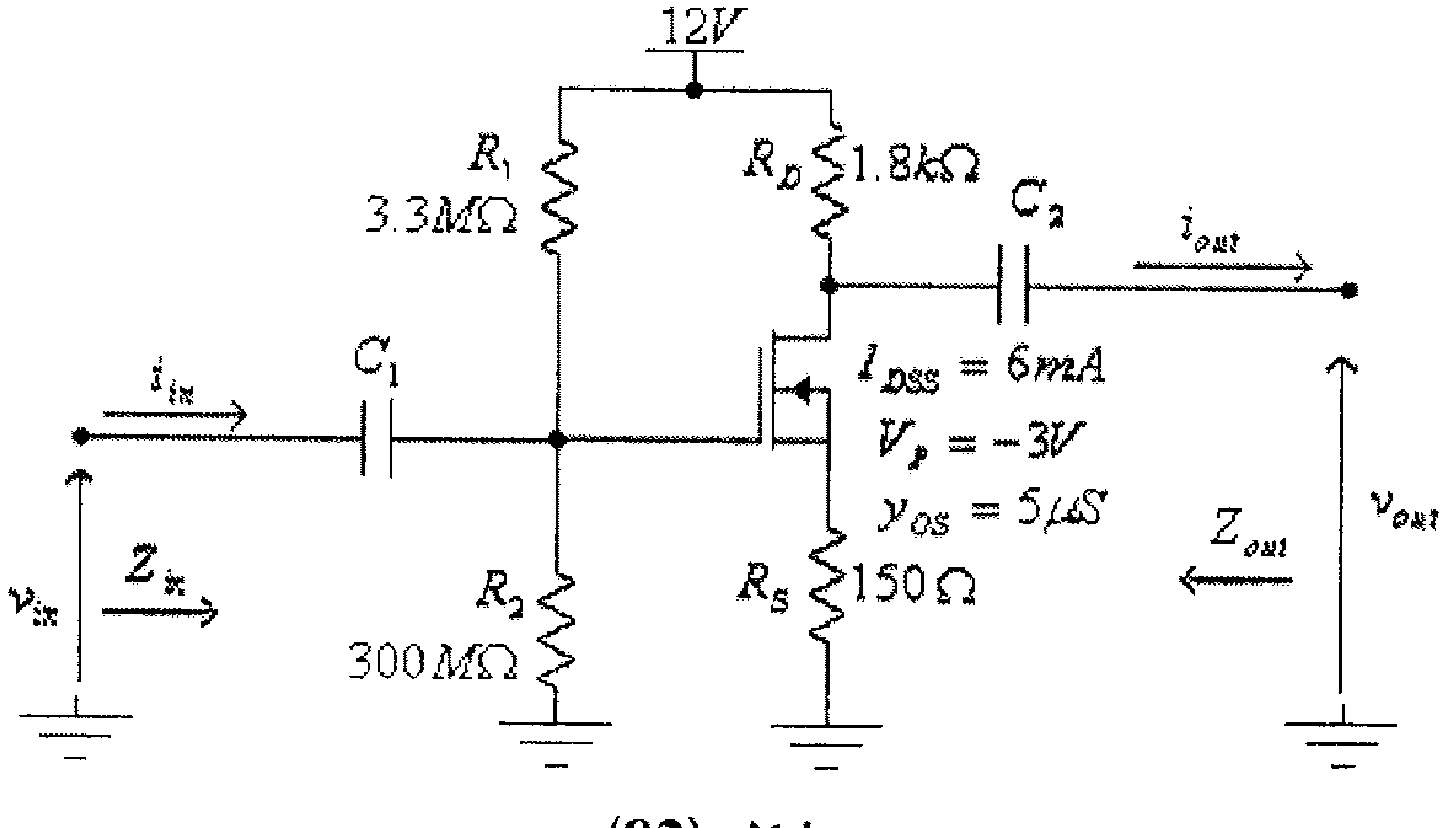
شكل (81)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية، Z_{in} والمخرجية، Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}.

13) للدائرة التالية:



شكل (82)

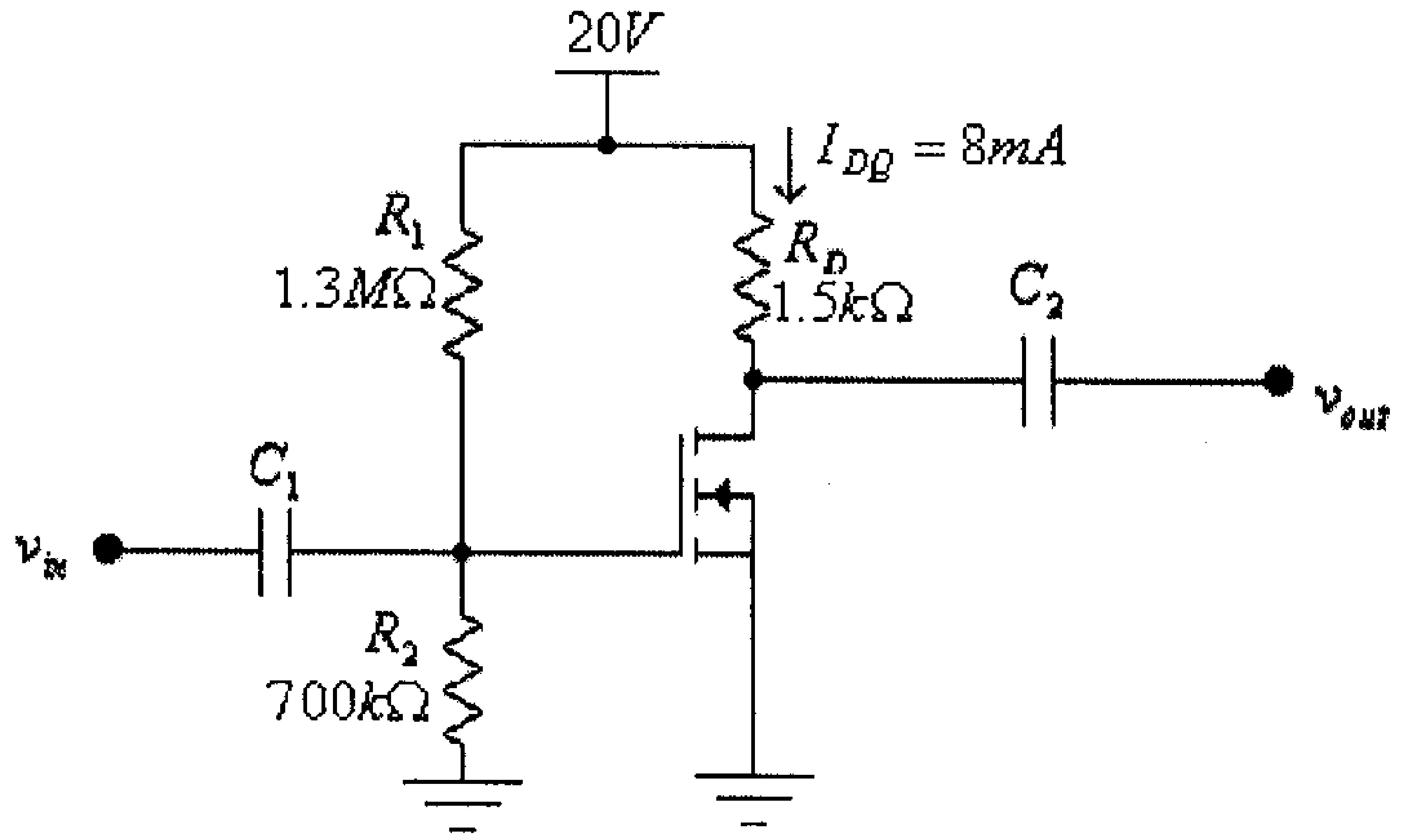
أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية Z_{in} والمخرجية Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}.

14) الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم باستخدام ترانزيستور تأثير المجال من النوع enhancement-type MOSFET، إذا علمت أنه في هذه الدائرة $I_{DQ} = 8mA$، $V_T = 4V$ و $K = 1mA/V^2$.

- أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.
- أوجد قيمة كل من معامل تضخيم الفولطية $A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}$ والممانعتين المدخلية والمخرجية للدائرة.
- إذا علمت أن $v_{in} = \sin(2000\pi t)$، أوجد v_{out}



شكل (83)

الحل:

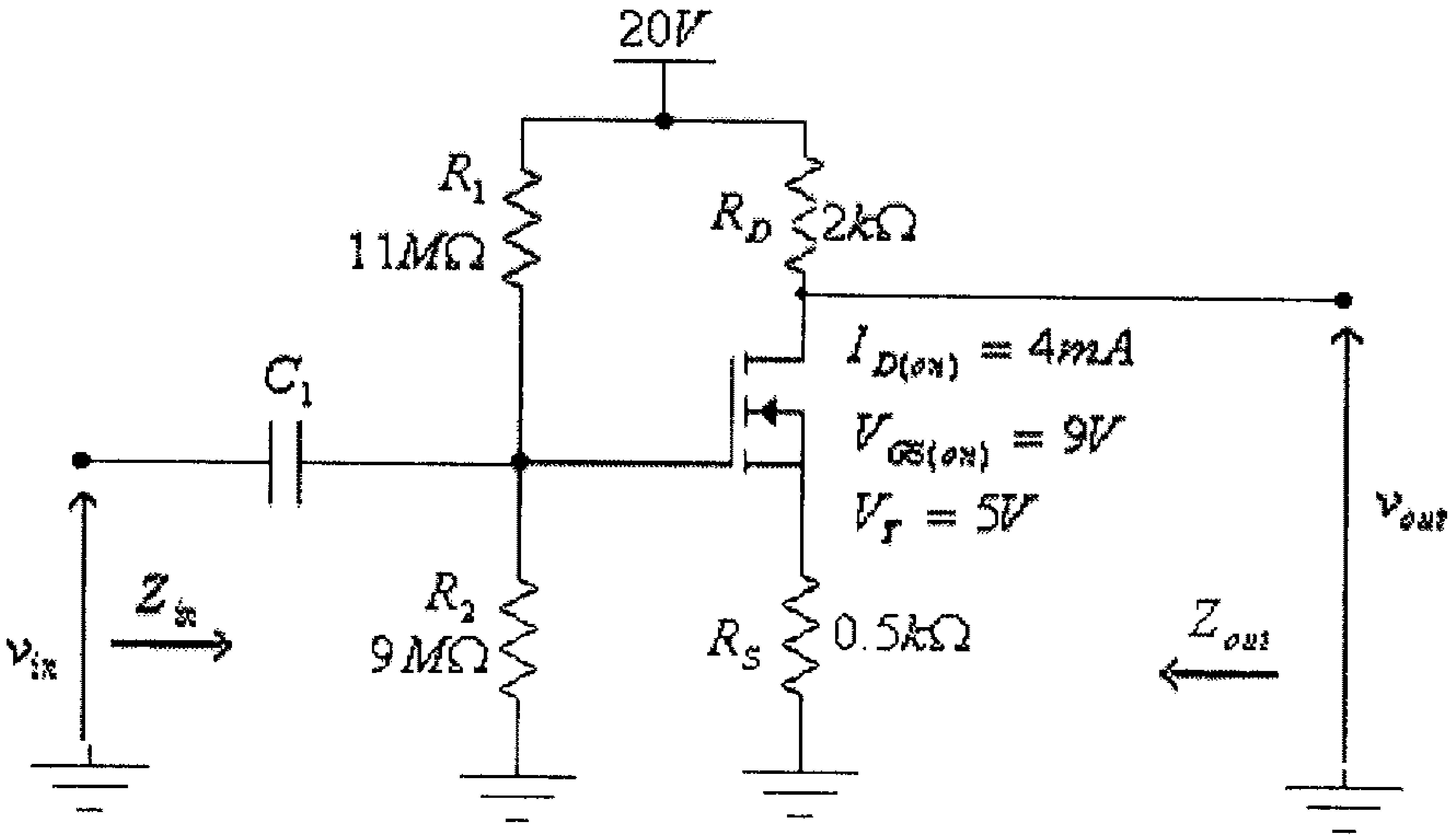
$A_V = 9$

$R_{in} = 455k\Omega$

$R_O = 1.5k\Omega$

$v_O = 9\sin(2000\pi t)$

15) للدائرة التالية:



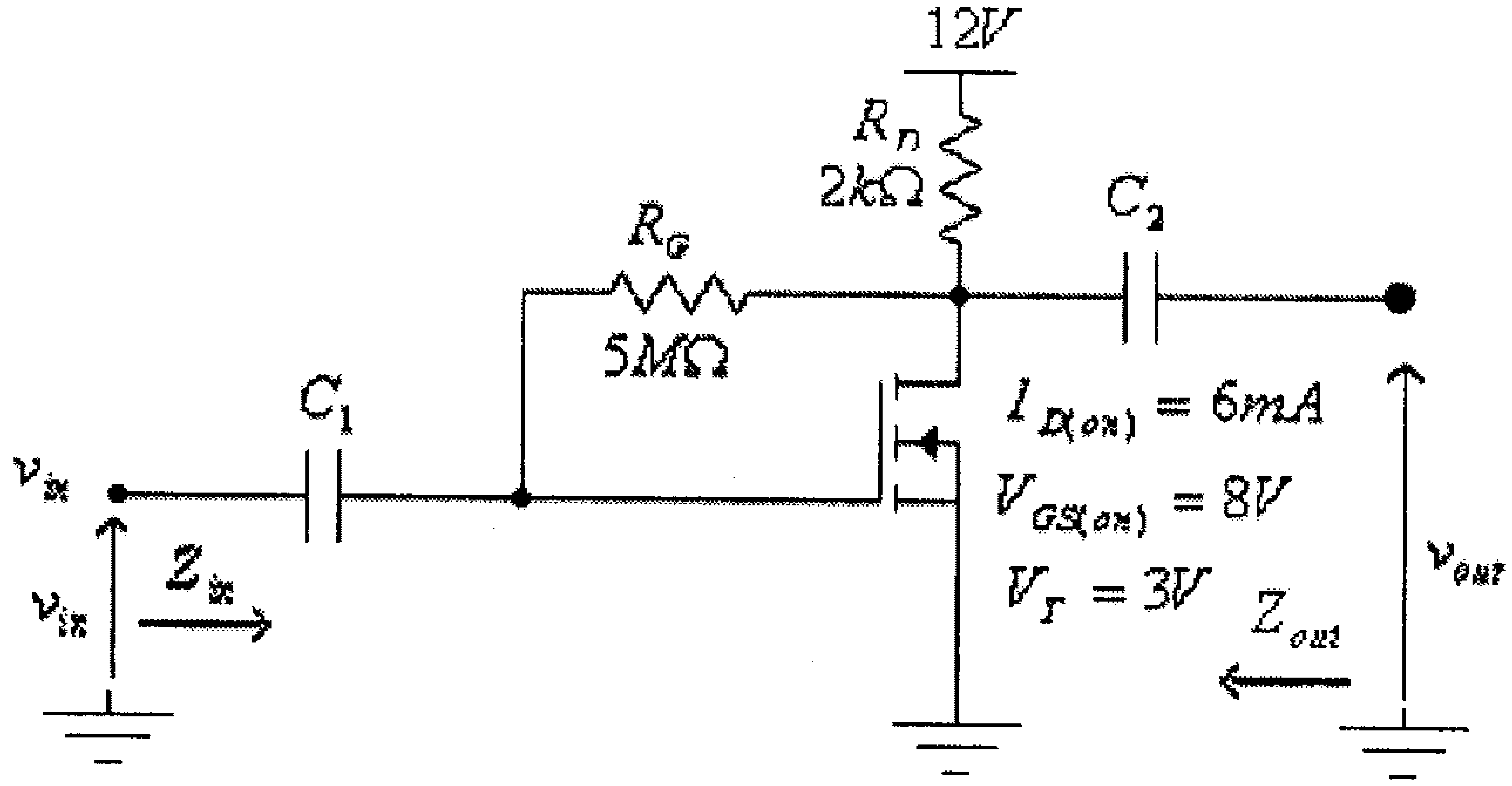
شكل (84)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية Z_{in} والمخرجية Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}.

16) للدائرة التالية:



شكل (85)

أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية Z_{in} والمخرجية Z_{out}.

ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO}.

الوحدة الرابعة

المضخمات:
المواصفات والخواص

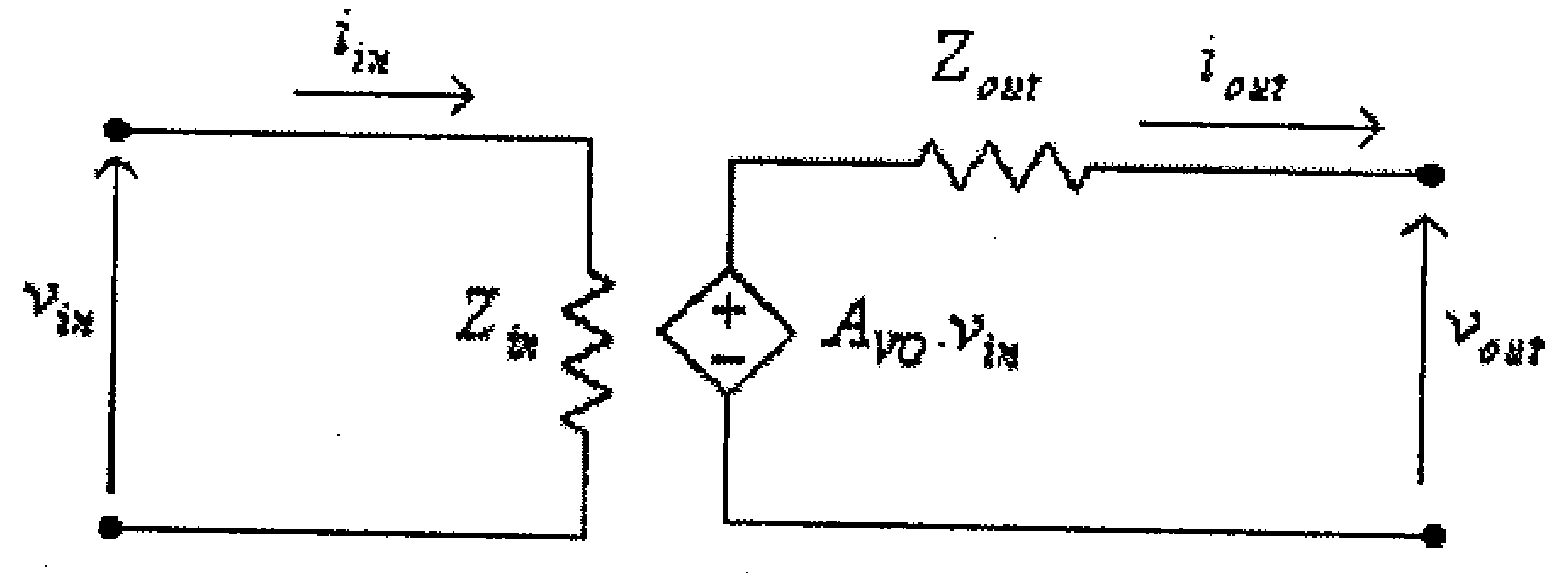
الوحدة الرابعة

المضخمات: المواصفات والخواص

4.1 مدخل

درسنا في الوحدتين السابقتين دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال المختلفة، والتي تُستخدم بشكل عام كدوائر لتضخيم الإشارات الكهربائية. وبينا أن كل من دوائر الترانزيستورات المختلفة يتم وصفها بمجموعة من المعاملات مثل الممانعة المدخلية Z_{in} والممانعة المخرجية Z_{out} ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO} ومعامل تضخيم التيار A_i.

وعرفنا كذلك أن الدائرة المكافئة لكل من الدوائر الالكترونية المختلفة التي تم دراستها، وباستخدام المعاملات التي تم ذكرها، هي كما في الشكل التالي.



شكل (1)

وتفيدنا الدائرة المكافئة أعلاه ، والتي تأخذ شكل دائرة رباعية الأطراف، في دراسة وتحليل الدوائر الالكترونية المختلفة المبنية باستخدام عناصر منفردة (discrete components) أو الدوائر الالكترونية المبنية باستخدام الدارات المتكاملة (integrated circuits) مثل دوائر مضخمات العمليات التي سنتعرض لشرحها لاحقاً.

ولما كانت المضخمات إحدى أهم الدوائر الالكترونية فإننا سنتعرض فيما يلي لتحليل دوائر المضخمات وتأثير المعاملات المختلفة على أدائها.

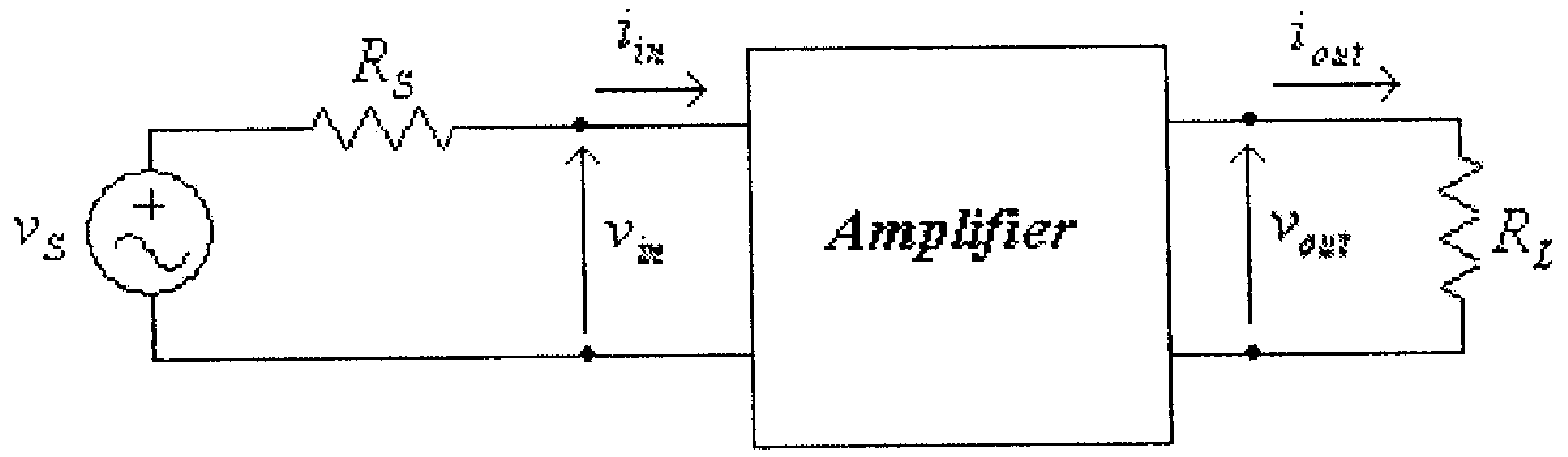
4.2 أنواع المضخمات

تُستخدم المضخمات لإنتاج إشارة مخرجية بسعة (amplitude) أكبر من الإشارة المدخلية. وحسب القيمة المُراد تضخيمها يمكن تقسيم المضخمات الى:

- مضخمات فولطية (voltage amplifiers) وتقوم بتضخيم الفولطية المدخلية وإنتاج فولطية مخرجية بسعة أكبر.
- مضخمات التيار (current amplifiers) وتقوم بتضخيم التيار المدخلي وتغذية الحمل بتيار مخرجي بسعة أكبر من التيار المدخلي.
- مضخمات القدرة (power amplifiers) وتقوم بتضخيم القدرة المدخلية وتغذية الحمل بقدرة أكبر من القدرة المدخلية للمضخم.

والمضخم المثالي يقوم بتضخيم سعة الإشارة المدخلية وإنتاج صورة مكبرة لها على مخرج المضخم دون إحداث تشويه على شكل تلك الإشارة.

الشكل (2) يبين الدائرة المكافئة لمضخم موصول على مدخله مصدر الإشارة v_S بمقاومته الداخلية R_S والحمل بمقاومته المكافئة R_L.



شكل (2)

ومما يجدر ذكره أن الإشارة المدخلية للمضخم يمكن أن تكون مأخوذة من أي مصدر إشارة مثل ميكروفون او هوائي أو مخرج مضخم أخر. أمّا الحمل فيمكن أن يكون سماعة (لإنتاج الصوت) أو مدخل مضخم آخر.

ويوصف المضخم عادةً بعدد من معاملات التضخيم، وهي:

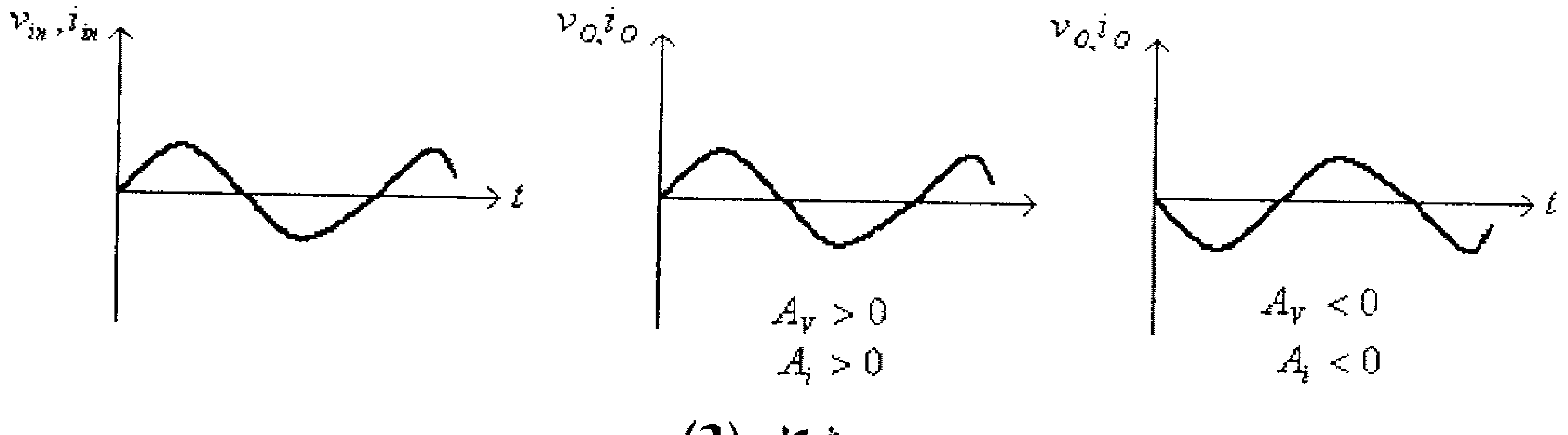
- معامل تضخيم الفولطية ، A_V ، وهو النسبة بين القيم اللحظية لفولطية الإشارتين المخرجية والمدخلية، أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

- معامل تضخيم التيار، A_i ، وهو النسبة بين القيم اللحظية للتيارين المخرجي i_{out} والمدخلي، i_{in} ، أي أن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$$

ويمكن لكل من معاملي تضخيم الفولطية والتيار أن يكون موجباً أو سالباً. وكون إشارة معامل تضخيم الفولطية (أو معامل تضخيم التيار) موجبةً تعني أن موجتي الفولطية (التيار) المدخلية والمخرجية متطابقتان بالطور، أما الإشارة السالبة فتعني وجود فرق بالطور بين الإشارتين مقداره 180^0. أنظر الشكل أدناه.



شكل (3)

- معامل تضخيم القدرة، A_P، وهو النسبة بين القيم اللحظية للقدرة المخرجية p_{out} والقدرة المدخلية، p_{in} ، أي أن:

$$A_p = \frac{p_{out}}{p_{in}}$$

ويمكن إستنتاج العلاقة بين معامل تضخيم القدرة، A_P ، ومعاملي تضخيم الفولطية والتيار، كما يلي:

من معرفة أن القدرة المخرجية للمضخم تساوي حاصل ضرب الفولطية المخرجية والتيار المخرجي للمضخم، اي أن:

$$p_{out} = v_{out} . i_{out}$$

وأن القدرة المدخلية للمضخم تساوي حاصل ضرب الفولطية المدخلية والتيار المدخلي له ، أي أن:

$$p_{in} = v_{in} . i_{in}$$

نستنتج أن:

$$A_p = \frac{p_{out}}{p_{in}} = \frac{v_{out} . i_{out}}{v_{in} . i_{in}} = \frac{v_{out}}{v_{in}} . \frac{i_{out}}{i_{in}} = A_V . A_i$$

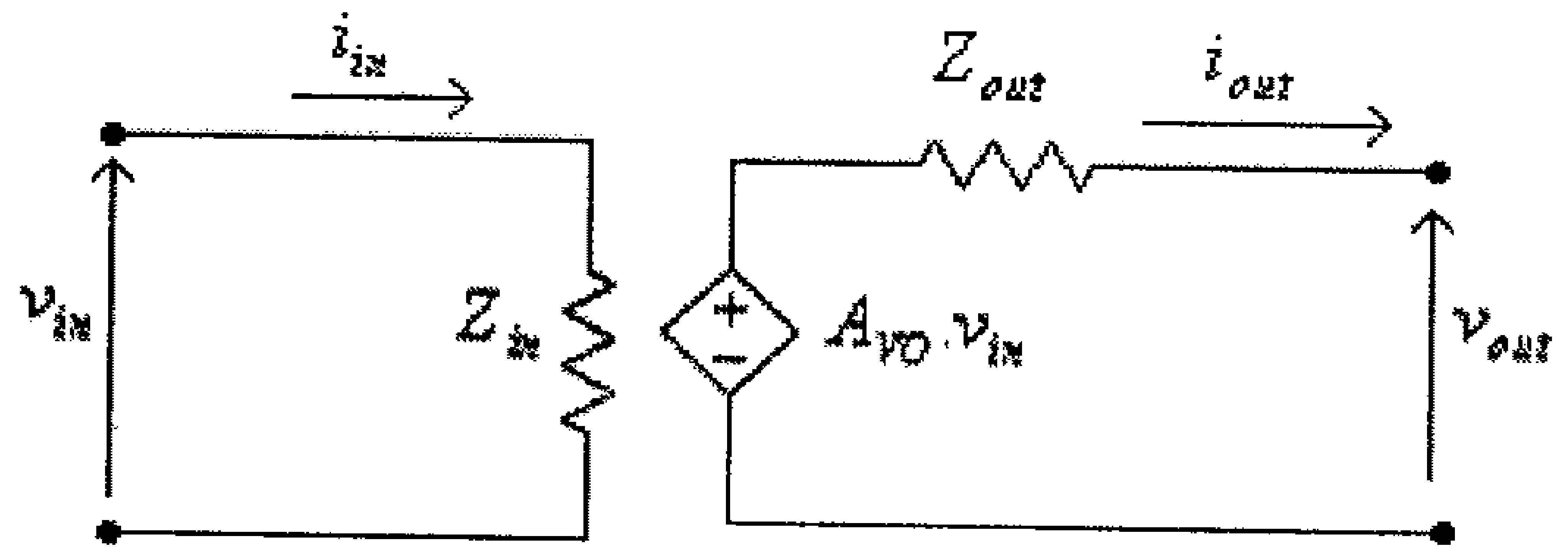
أي أن معامل تضخيم القدرة لمضخم يساوي حاصل ضرب معاملي تضخيم الفولطية والتيار له.

ولكون معاملي تضخيم الفولطية والتيار لهما دائماً نفس الإشارة، فإن معامل تضخيم القدرة دائماً موجباً.

ومما تجب ملاحظته أيضاً أن كون القدرة المخرجية للمضخم أكبر من القدرة المدخلية له لا تعني أن المضخم يقوم بإنتاج القدرة ولكن ذلك يعود لتحويل جزء من القدرة المستهلكة من مصدر تغذية المضخم الى قدرة يتم تغذيتها للحمل المربوط على مخرجه.

4.3 الدائرة المكافئة للمضخم

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة لمضخم فولطية. لاحظ في هذه الدائرة أن الإشارتين المدخلية والمخرجية هما إشارتي فولطية.



شكل (4)

في هذه الدائرة:

Z_{in} هي الممانعة المدخلية للمضخم والتي عادةً ما تشبه مقاومة مادية.

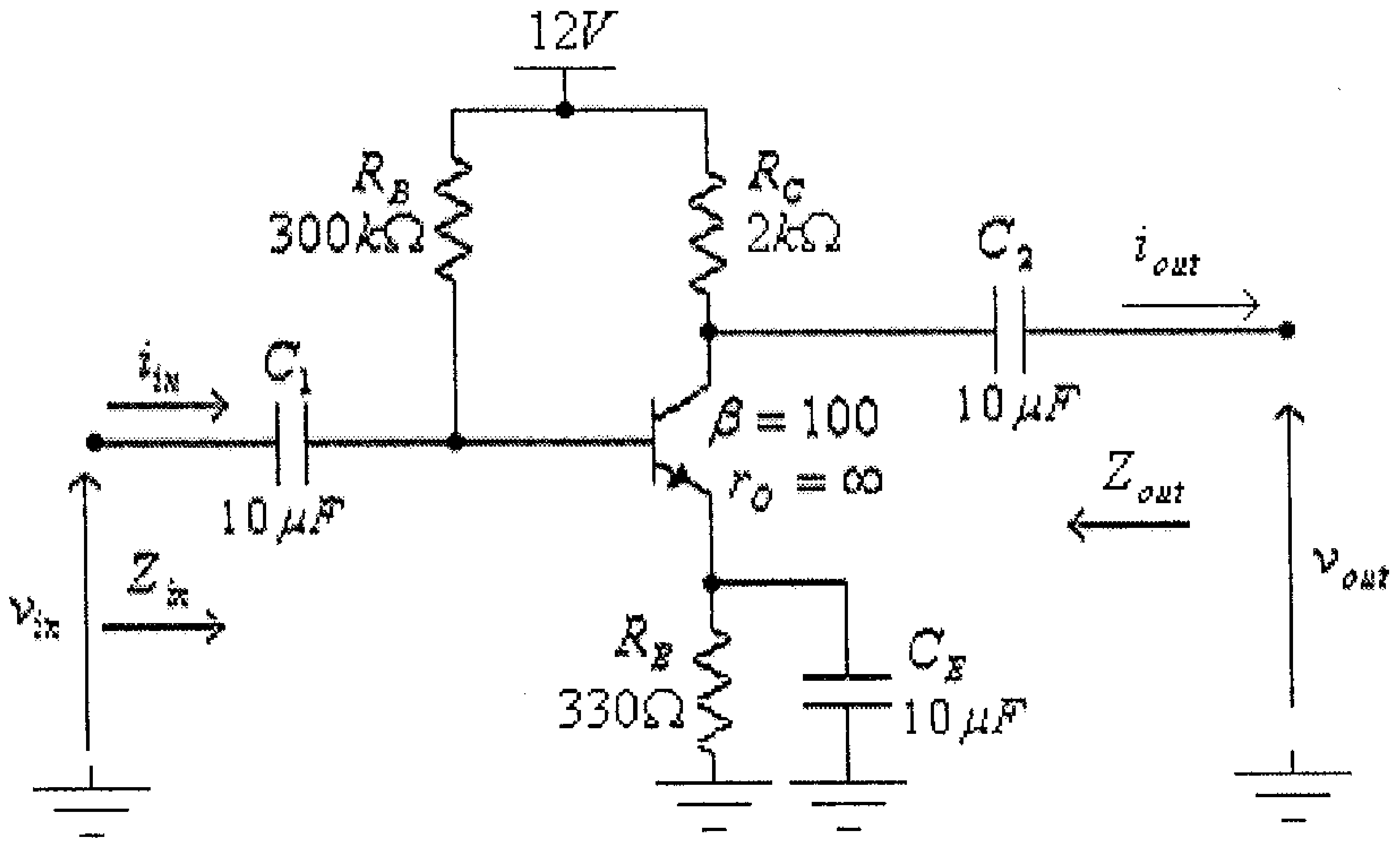
Z_{out} هي الممانعة المخرجية للمضخم وهي أيضاً تشبه مقاومة مادية.

A_{VO} معامل تضخيم اللاحمل للمضخم، وهو النسبة بين القيم اللحظية لفولطيتي الأشارتين المخرجية والمدخلية، عندما لا يكون هناك حمل موصول على مخرج المضخم، أي أن :

$$A_{VO} = \left.\frac{v_{out}}{v_{in}}\right|_{no-load}$$

لاحظ في هذا الشكل أن مصدر الجهد $A_{VO}.v_{in}$ هو مصدر جهد يتم التحكم به بمصدر جهد أخر (*voltage-controlled-voltage source*). ومصدر الجهد $A_{VO}.v_{in}$ هذا هو الذي يعكس تأثير تغير الفولطية المدخلية v_{in} على تغير الفولطية المخرجية v_{out}.

مثال (1): أرسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم التالية.



شكل (5)

الحل:

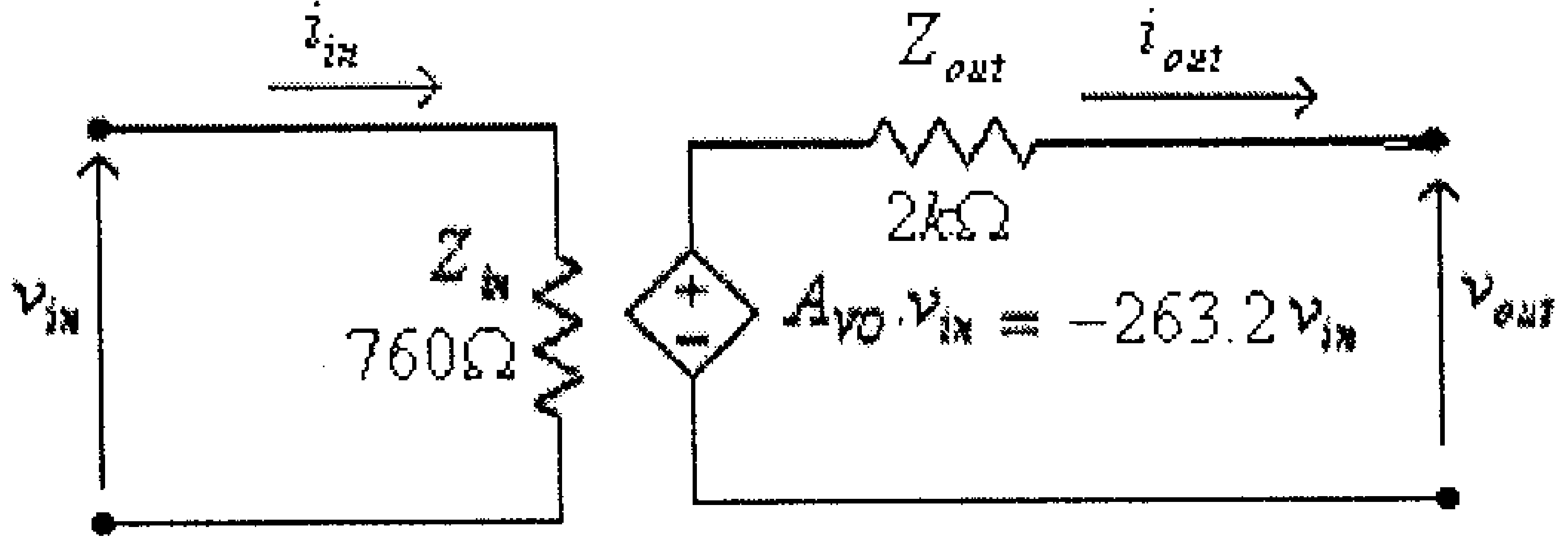
لقد تم تحليل هذه الدائرة في الوحدة الثانية من هذا الكتاب (مثال 5) وتم أيجاد أن:

$$Z_{in} = 760\Omega$$

$$Z_{out} = 2k\Omega$$

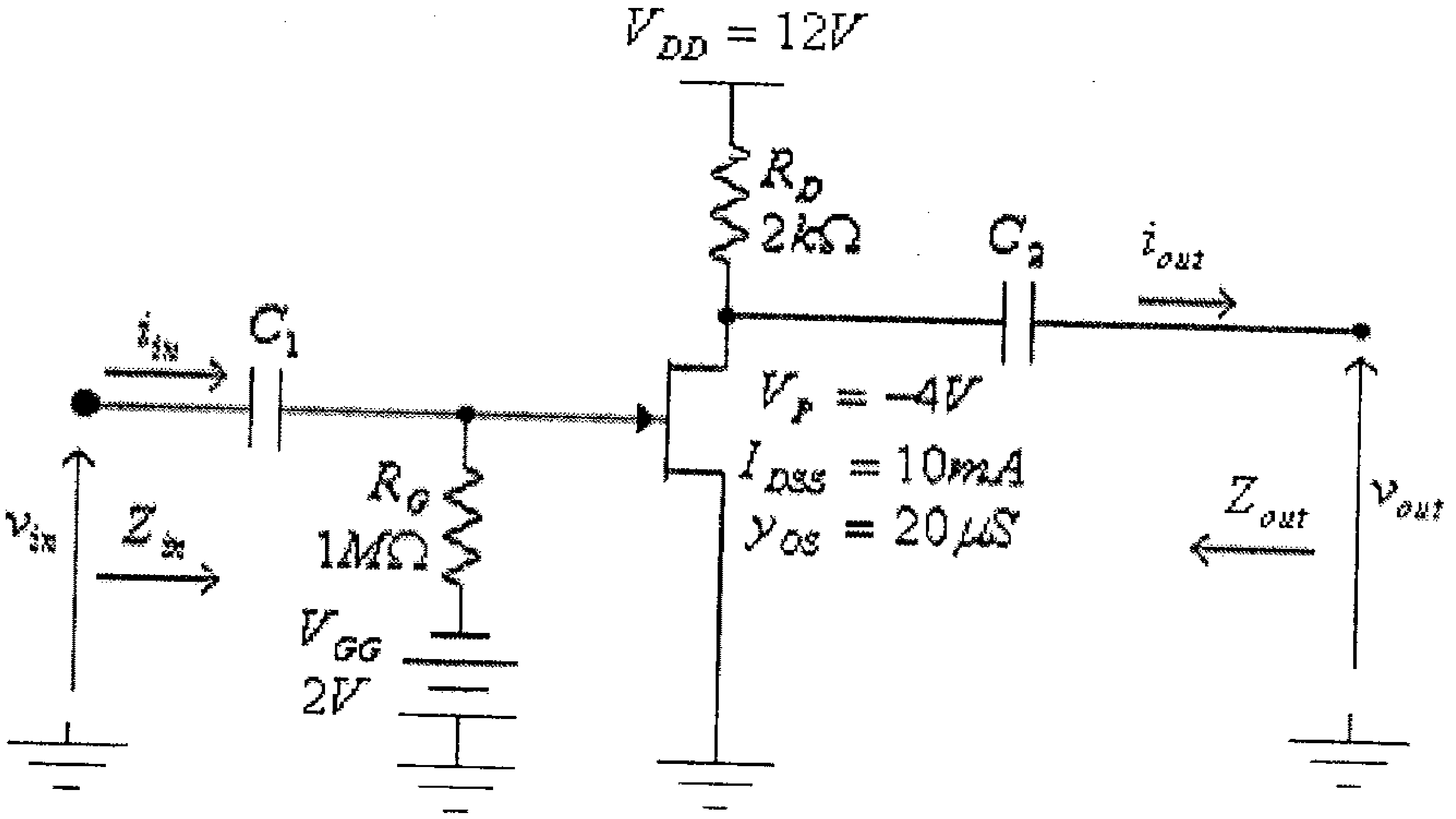
$$A_{VO} = -263.2$$

أي أن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (6)

مثال (2): أرسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم التالية.



شكل (7)

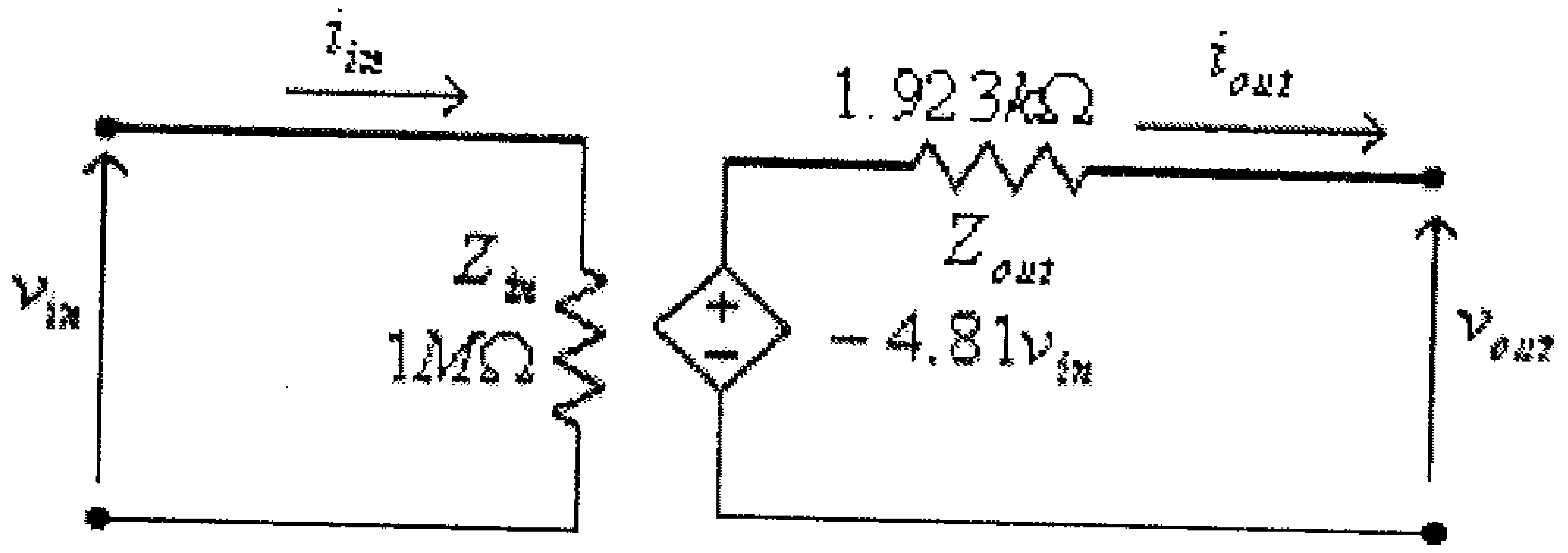
لقد تم تحليل هذه الدائرة في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب (مثال 4) وتم أيجاد أن:

$Z_{in} = 1M\Omega$

$Z_{out} = 1.923k\Omega$

$A_{VO} = -4.81$

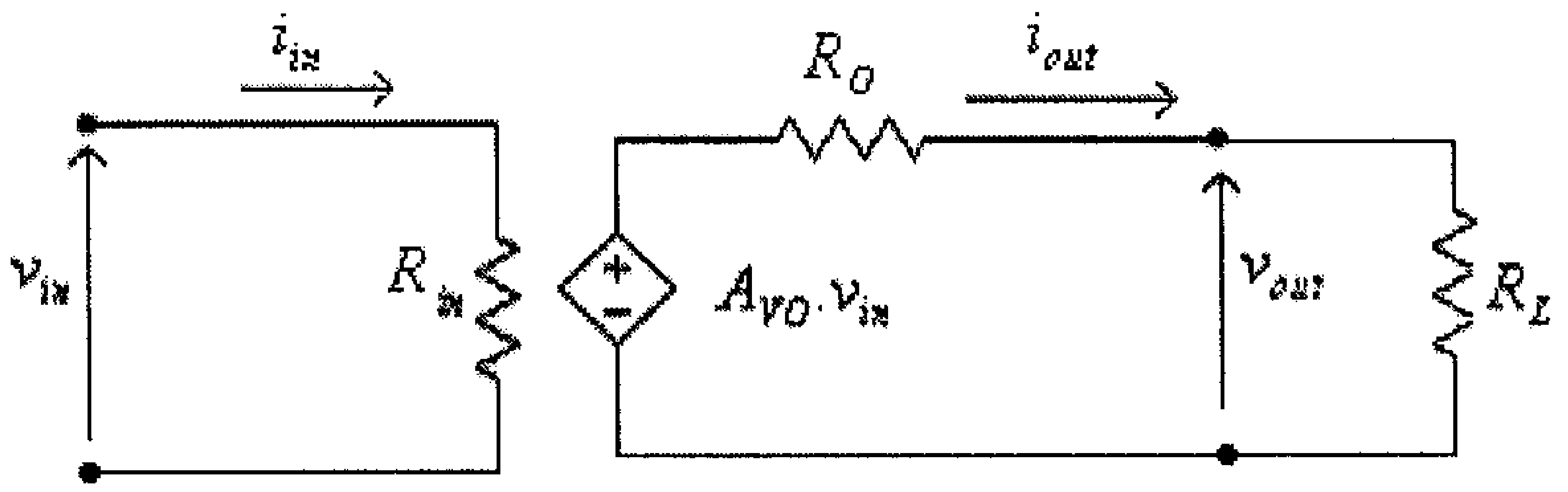
أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (8)

4.4 تأثير المقاومة المخرجية للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة لمضخم فولطية، مقاومته المخرجيـة R_O ، موصول على مخرجه حمل مقاومته R_L .



شكل (9)

لاحظ في هذا الشكل أن كلاً من الممانعتين المخرجية Z_{out} ، والمدخليـة Z_{in} ، للمضخم قد تم إستبدالها بالمقاومتين الماديتين R_O و R_{in} ، وذلـك لأنـه، وكما ذكر سابقاً، فإن لهاتين الممانعتين صفة المقاومة المادية.

من هذا الشكل يمكن الإستنتاج أن:

$$v_{out} = \frac{A_{VO} . v_{in} . R_L}{R_O + R_L}$$

وبالتالي فإن معامل تضخيم الفولطية A_V ، هو:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{VO} . v_{in} \dfrac{R_L}{R_L + R_O}}{v_{in}} = A_{VO} . \frac{R_L}{R_L + R_O}$$

أما معامل تضخيم التيار فهو:

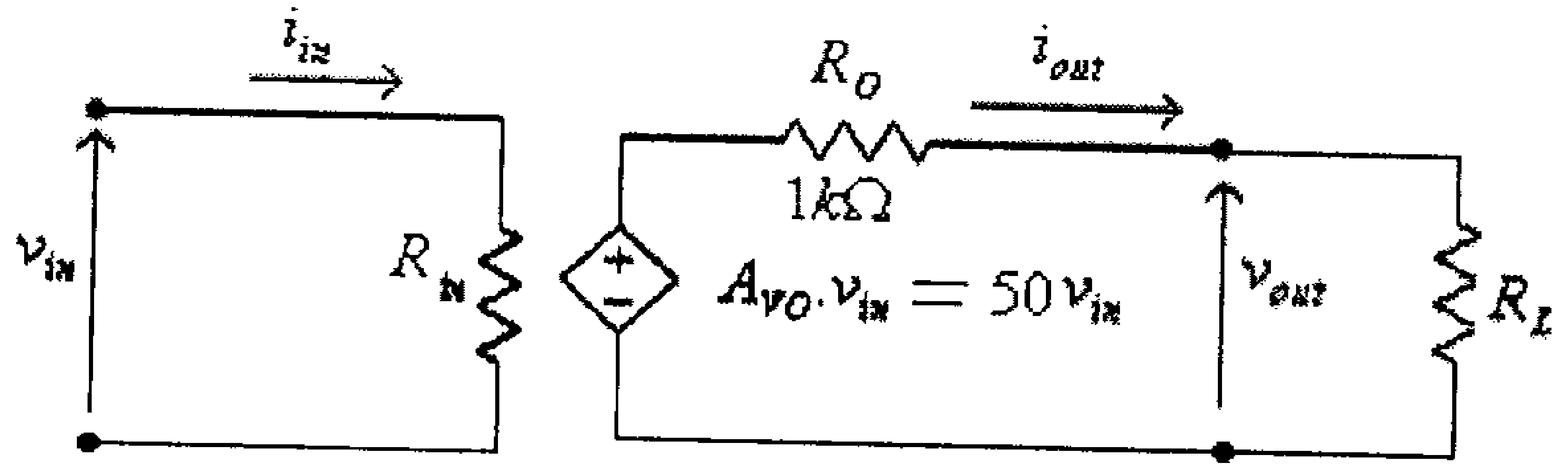
$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\dfrac{v_{out}}{R_L}}{\dfrac{v_{in}}{R_{in}}} = \frac{v_{out}}{v_{in}} . \frac{R_{in}}{R_L} = A_V . \frac{R_{in}}{R_L}$$

مثال (3):

مضخم له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO} ، يساوي 50 ومقاومته المخرجية تساوي $1k\Omega$، أوجد قيمة معامل تـضخيم الفولطيـة لهـذا المضخم في حالة توصيل أحمال مقاومتها $10k\Omega,\ 1k\Omega,\ 500\Omega,\ 200\Omega,\ 100\Omega$ و $100k\Omega$ على مخرج هذا المضخم.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا المضخم مع الحمل الموصول عل مخرجه هي كما في الشكل التالي.



شكل (10)

من كون أن:

$$A_V = A_{VO}.\frac{R_L}{R_L + R_O} = 50.\frac{R_L}{R_L + 1000}$$

نجد أنه:

- عند $R_L = 100\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{100}{100+1000} = 4.55$$

- عند $R_L = 200\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{200}{200+1000} = 8.33$$

– عند $R_L = 500\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{500}{500+1000} = 16.66$$

– عند $R_L = 1k\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{1000}{1000+1000} = 25$$

– عند $R_L = 10k\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{10000}{10000+1000} = 45.45$$

– عند $R_L = 100k\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{100000}{100000+1000} = 49.5$$

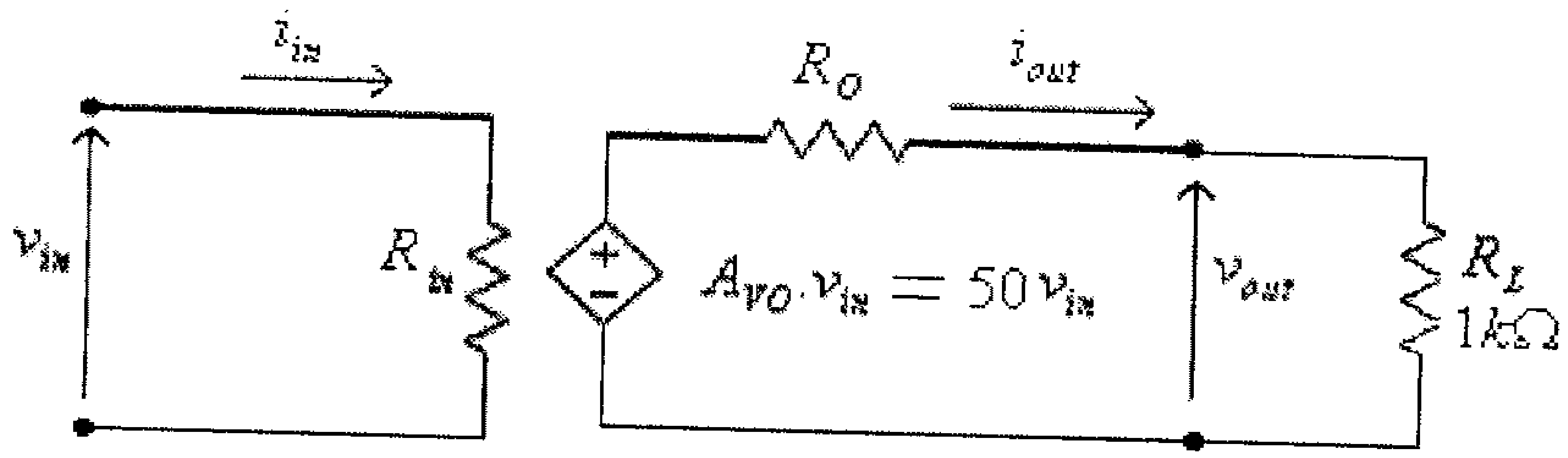
من هذا المثال يستنتج أن معامل تضخيم الفولطية للمضخم يزداد بزيادة قيمة مقاومة الحمل الموصول على مخرجه.

مثال (4):

مضخم له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO} ، يساوي 50، موصول على مخرجه حمل مقاومته $1k\Omega$. أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية لهذا المضخم إذا علمت أن المقاومة المخرجية للمضخم هي على التوالي: 0Ω, 100Ω, 200Ω, 500Ω, $1k\Omega$, $10k\Omega$ و $100k\Omega$.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا المضخم مع الحمل الموصول على مخرجه هي كما في الشكل التالي.



شكل (11)

من كون أن:

$$A_V = A_{VO} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_O} = 50.\frac{1000}{1000 + R_O}$$

نجد أنه:

- عند $R_O = 0\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{1000}{1000+0} = 50$$

- عند $R_O = 100\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{1000}{1000+100} = 45.45$$

- عند $R_O = 200\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{1000}{1000+200} = 41.67$$

- عند $R_O = 500\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{1000}{1000+500} = 33.33$$

- عند $R_O = 1k\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{1000}{1000+1000} = 25$$

- عند $R_O = 10k\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{1000}{1000+10000} = 4.55$$

- عند $R_L = 100k\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50.\frac{1000}{1000+100000} = 0.495$$

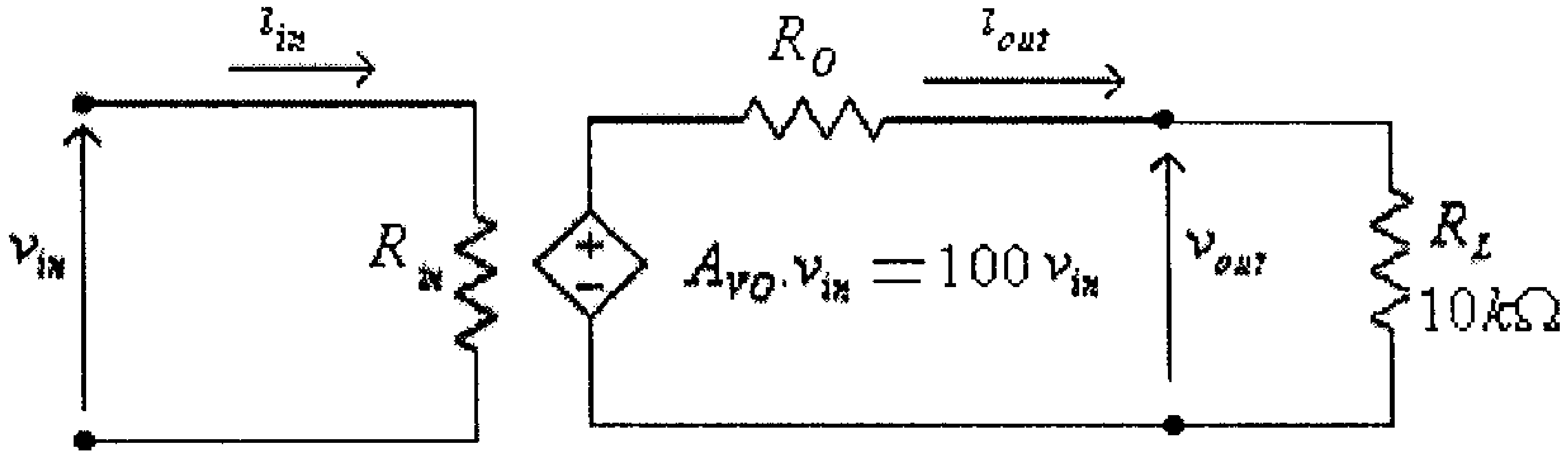
من هذا المثال يستنتج أن معامل تضخيم الفولطية للمضخم يقل بزيادة قيمة مقاومته المخرجية.

مثال (5):

مضخم فولطية له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل يساوي 100، وعند توصيل حمل مقاومته $10k\Omega$ على مخرج هذا المضخم أصبح معامل التضخيم يساوي 90، أوجد قيمة المقاومة المخرجية لهذا المضخم.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا المضخم هي:



شكل (12)

في هذه الدائرة:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{VO}.v_{in}.\dfrac{R_L}{R_O + R_L}}{v_{in}}$$

$$= A_{VO}.\frac{R_L}{R_O + R_L}$$

ومنها:

$$R_O + R_L = \frac{A_{VO}.R_L}{A_V}$$

أي أن:

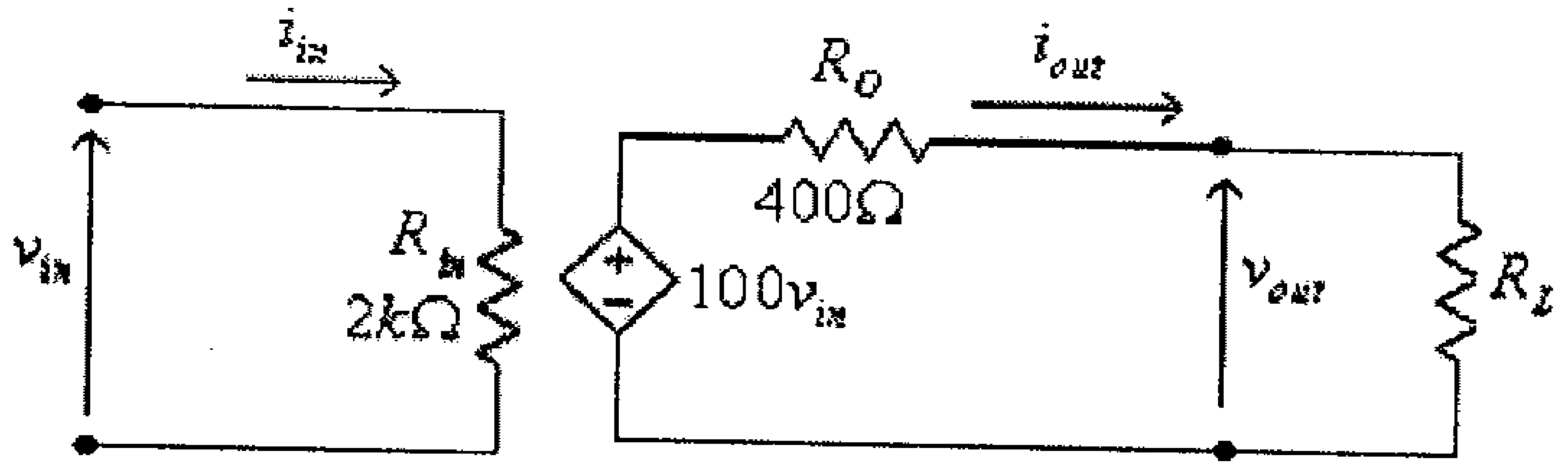
$$R_O = \frac{A_{VO}.R_L}{A_V} - R_L = \frac{(100).(10x10^3)}{90} - 10x10^3 = 1.11x10^3\Omega = 1.11k\Omega$$

مثال (6):

مضخم فولطية له معامل تضخيم فولطية في حالة اللاحمل A_{VO}، يساوي 100، ومقاومة مدخلية تساوي $2k\Omega$ ومقاومة مخرجية تساوي 400Ω، أوجد قيمة مقاومة الحمل R_L والتي عندها تصبح قيمة معامل تضخيم الفولطية A_V تساوي 80 وأوجد قيمة معامل تضخيم التيار عند مقاومة الحمل هذه.

الحل:

بعد إستبدال المضخم بدائرته المكافئة تصبح الدائرة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (13)

من هذه الدائرة:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{100v_{in}.\dfrac{R_L}{R_O + R_L}}{v_{in}} = 80$$

ومنها:

$$\frac{100R_L}{400 + R_L} = 80$$

ومنها:

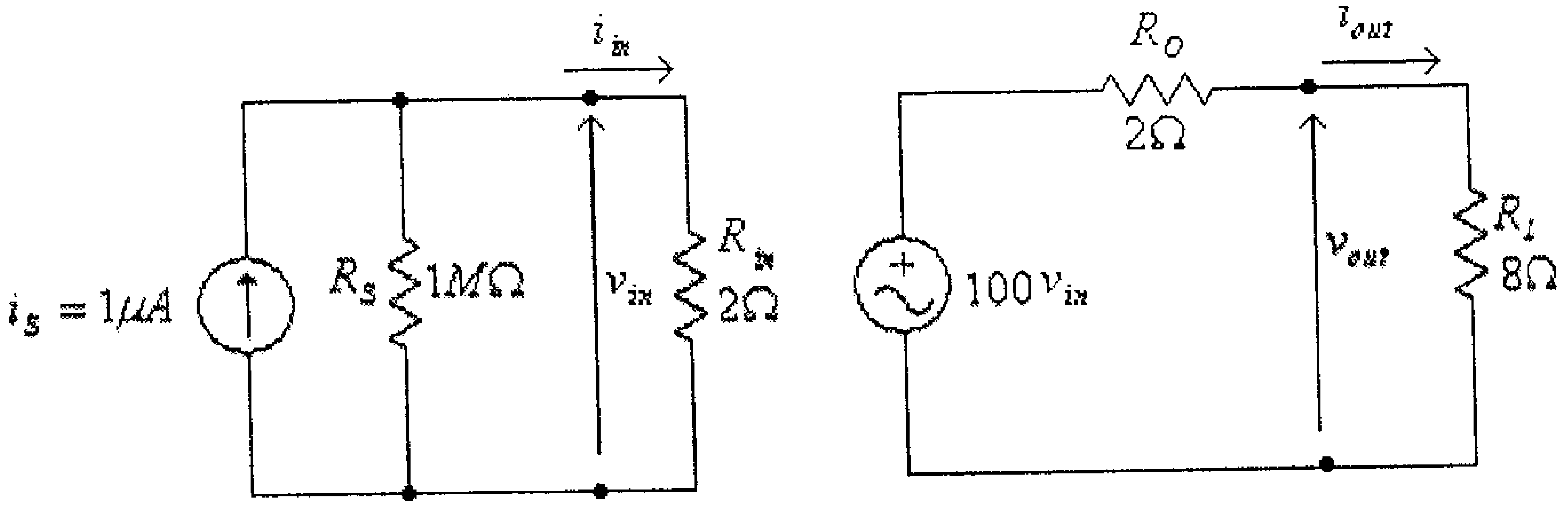
$$R_L = 1600\Omega$$

وكذلك:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\dfrac{v_{out}}{R_L}}{\dfrac{v_{in}}{R_{in}}} = \frac{v_{out}}{v_{in}}.\frac{R_i}{R_L} = A_V.\frac{R_i}{R_L} = (80).\frac{2000}{1600} = 100$$

مثال (7):

أوجد معامل تضخيم الفولطية، $A_V = \dfrac{v_{out}}{v_{in}}$ ومعامل تضخيم التيار، $A_i = \dfrac{i_{out}}{i_{in}}$ للمضخم المبينة دائرته المكافئة في الشكل التالي.



شكل (14)

الحل:

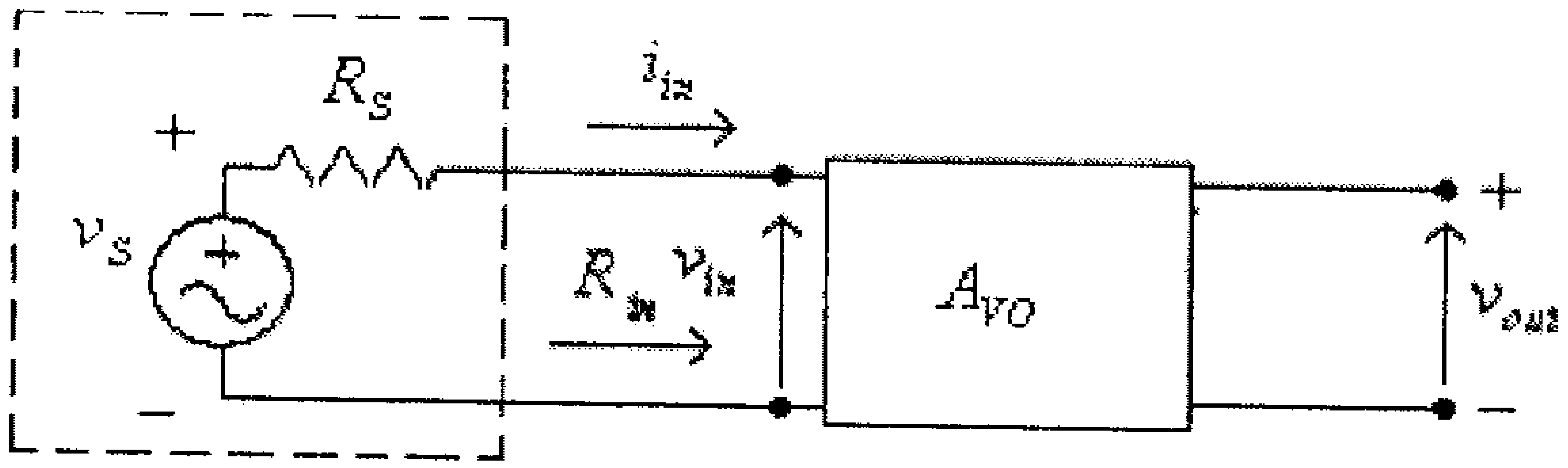
$$v_{out} = 100v_{in}\frac{R_L}{R_O + R_L} = 100v_{in}\frac{8}{2+8} = 80v_{in}$$

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{80v_{in}}{v_{in}} = 80$$

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\frac{v_{out}}{R_L}}{\frac{v_{in}}{R_{in}}} = \frac{v_{out}}{v_{in}}.\frac{R_{in}}{R_L} = A_V.\frac{R_{in}}{R_L} = 80(\frac{2}{8}) = 20$$

4.5 تاثير المقاومة المدخلية للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.

الشكل أدناه يمثل دائرة تضخيم تُستخدم لتضخيم إشارة مـأخوذة مـن مصدر إشارة دائرته المكافئة (حسب نظرية *Thevenin*) ممثله بالمقاومة R_S ومصدر الجهد v_S.



شكل (15)

في هذه الدائرة:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad ....(1)$$

ولكن:

$$v_{in} = \frac{v_S.R_{in}}{R_S + R_{in}} \quad ....(2)$$

حيث R_{in} هي المقاومة المدخلية لدائرة التضخيم.

وبتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}.(R_S + R_{in})}{v_S.R_{in}} \quad ....(3)$$

ومنها:

$$\frac{v_{out}}{v_S} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}}.A_{VO} \quad ....(4)$$

وعادةً ما يرمز للقيمة $\frac{v_{out}}{v_S}$ بالرمز A_{VS} ، أي أن:

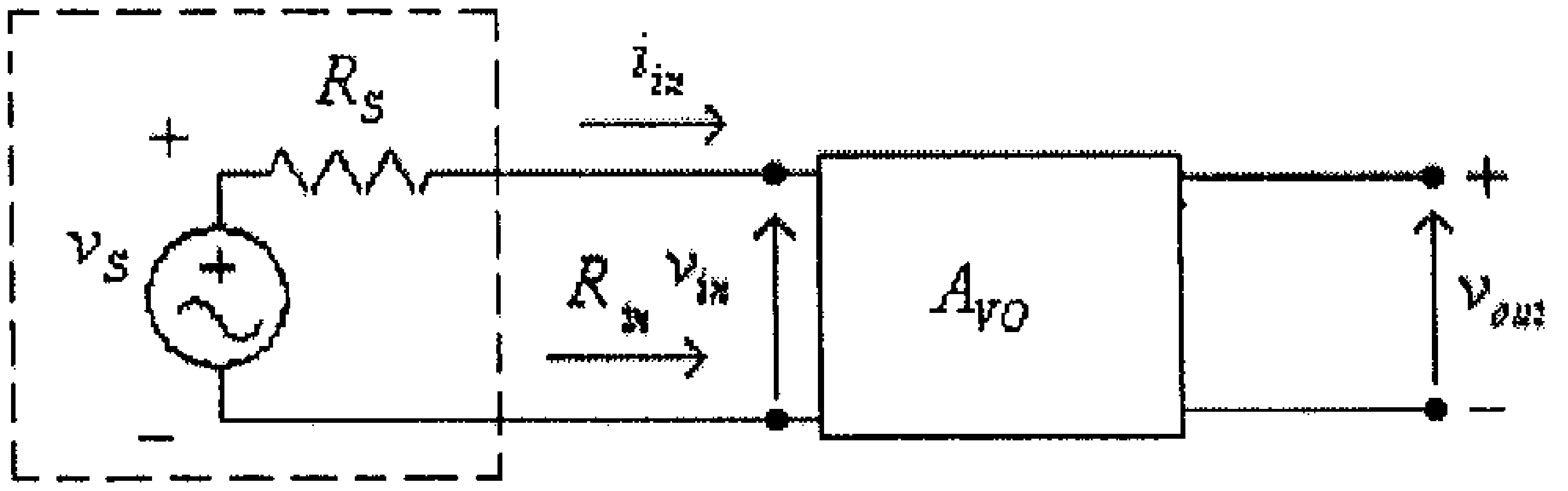
$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}}.A_{VO}$$

مثال (8):

مضخم له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO} ، يساوي 50، موصول مع مصدر إشارة مقاومته الداخلية تساوي $1k\Omega$. أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية A_{VS} إذا علمت أن المقاومة المدخلية للمضخم هي على التوالي: 100Ω, 200Ω, 500Ω, $1k\Omega$, $10k\Omega$ و $100k\Omega$.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا المضخم مع مصدر الإشارة الموصول على مدخله هي كما في الشكل التالي.



شكل (16)

من كون أن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=A_{VO}\cdot\frac{R_{in}}{R_S+R_{in}}=50.\frac{R_{in}}{1000+R_{in}}$$

نجد أنه:

- عند $R_{in}=100\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=50.\frac{100}{1000+100}=4.55$$

- عند $R_{in}=200\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=50.\frac{200}{1000+200}=8.33$$

- عند $R_{in}=500\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=50.\frac{500}{1000+500}=16.67$$

- عند $R_{in}=1k\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=50.\frac{1000}{1000+1000}=25$$

- عند $R_{in}=10k\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=50.\frac{10000}{1000+10000}=45.45$$

- عند $R_{in}=100k\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=50.\frac{100000}{1000+100000}=49.5$$

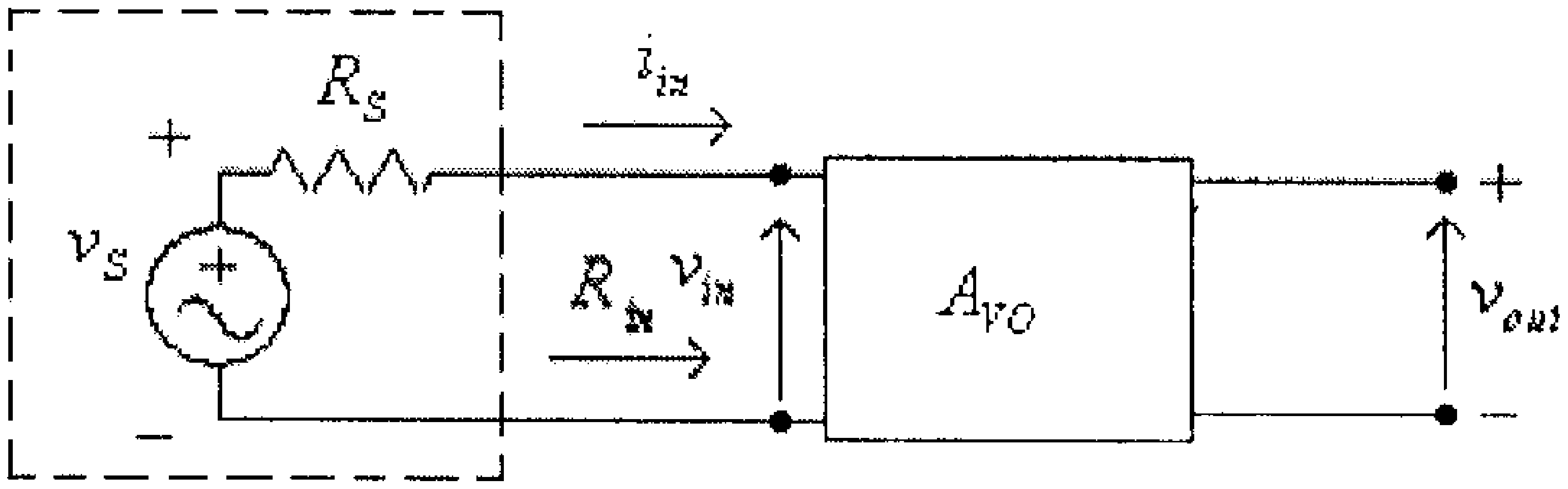
من هذا المثال يستنتج أن معامل تضخيم الفولطية يزداد بزيادة قيمة المقاومة المدخلية للمضخم.

مثال (9):

مضخم له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO} ، يساوي 50، ومقاومته المدخلية تساوي $1k\Omega$. أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية A_{VS} إذا علمت أن المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة الموصول مع مدخل هذا المضخم هي على التوالي: 100Ω, 200Ω, 500Ω, $1k\Omega$, $10k\Omega$ و $100k\Omega$.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا المضخم مع مصدر الإشارة الموصول على مدخله هي كما في الشكل التالي.



شكل (17)

من كون أن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=A_{VO}.\frac{R_{in}}{R_S+R_{in}}=50.\frac{1000}{R_S+1000}$$

نجد أنه:

- عند $R_S=100\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS}=\frac{v_{out}}{v_S}=A_{VO}.\frac{R_{in}}{R_S+R_{in}}=50.\frac{1000}{100+1000}=45.45$$

- عند $R_S = 200\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 . \frac{1000}{200 + 1000} = 41.67$$

- عند $R_S = 500\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 . \frac{1000}{500 + 1000} = 33.33$$

- عند $R_S = 1k\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 . \frac{1000}{1000 + 1000} = 25$$

- عند $R_S = 10k\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 . \frac{1000}{10000 + 1000} = 4.55$$

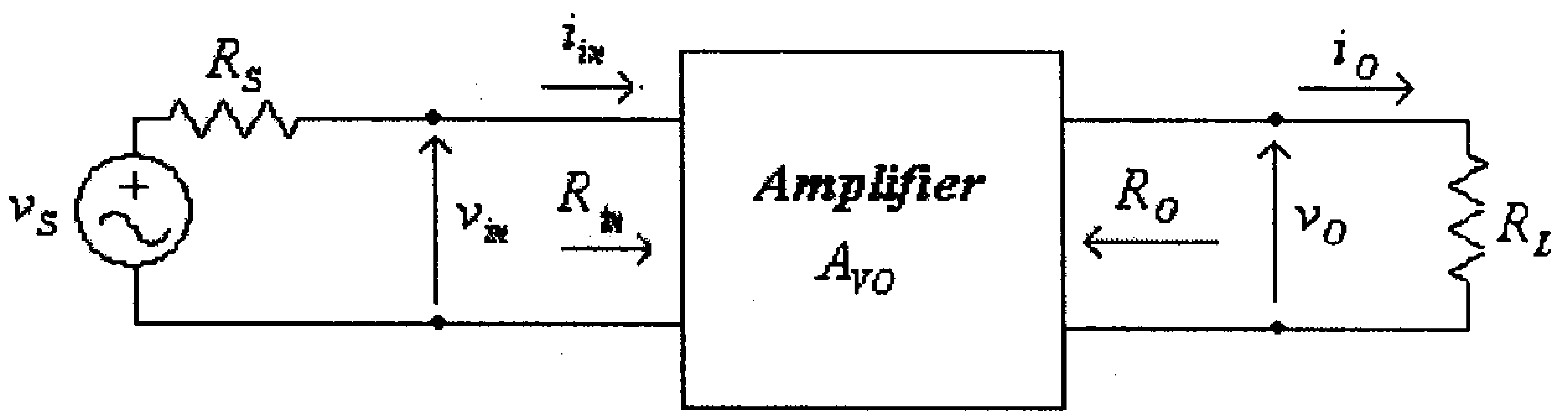
- عند $R_S = 100k\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 . \frac{1000}{100000 + 1000} = 0.495$$

من هذا المثال يستنتج أن معامل تضخيم الفولطية يقل بزيادة قيمة المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة.

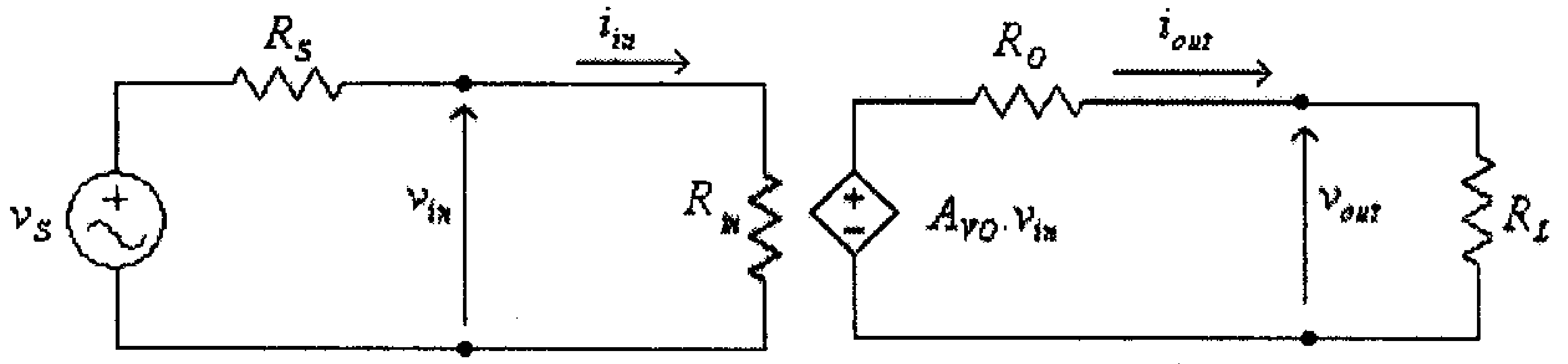
4.6 التأثير المشترك للمقاومتين المدخلية والمخرجية للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.

الشكل التالي يبين مضخم مقاومته المدخلية R_{in} ومقاومته المخرجية R_O ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل A_{VO} ، موصول مع مدخل هذا المضخم مصدر إشارة فولطيته الداخلية v_S ومقاومته الداخلية R_S وموصول على مخرجه حمل مقاومته R_L .



شكل (18)

وبعد إستبدال المضخم بدائرته المكافئة تصبح هذه الدائرة كمايلي.



شكل (19)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out} = \frac{A_{VO}.v_{in}.R_L}{R_O + R_L} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

أي أن معامل تضخيم الفولطية بين مدخل المضخم ومخرجه هو:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{VO}.R_L}{R_O + R_L} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

وكذلك:

$$v_{in} = \frac{v_S.R_{in}}{R_S + R_{in}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3)$$

وبتعويض المعادلة (3) في المعادلة (1)، نجد:

$$v_{out} = \frac{A_{VO}.v_S.R_L.R_{in}}{(R_O + R_L).(R_S + R_{in})} \quad \ldots(4)$$

أي أن معامل تضخيم الفولطية بين الفولطية الداخلية لمصدر الإشارة ومخرج المضخم هو:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{A_{VO}.R_L.R_{in}}{(R_O + R_L).(R_S + R_{in})} \ldots(5)$$

وكذلك:

$$i_{out} = \frac{A_{VO}.v_{in}}{R_O + R_L} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(6)$$

و:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_{in}} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(7)$$

أي أن معامل تضخيم التيار هو:

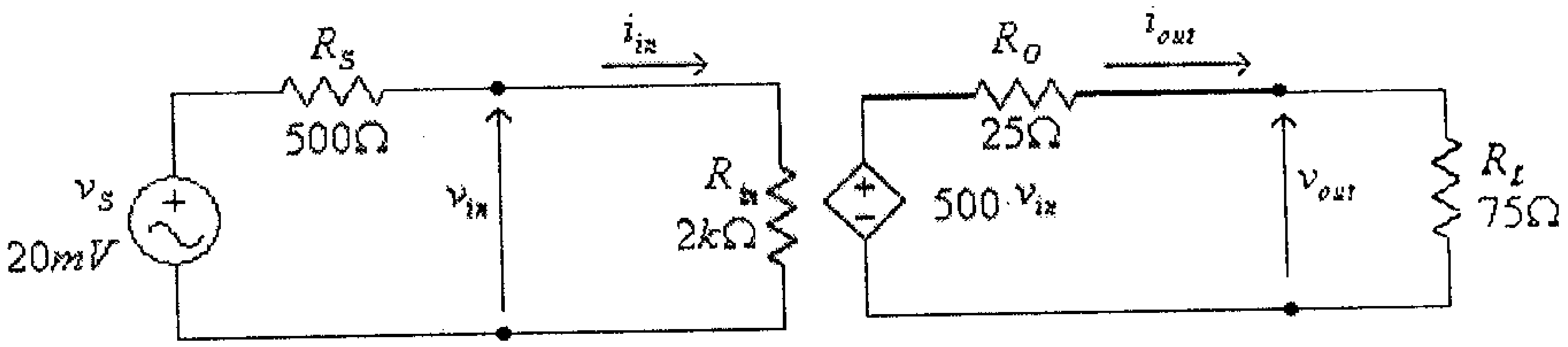
$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VO}.v_{in}}{R_O + R_L}.\frac{R_{in}}{v_{in}} = \frac{A_{VO}.R_{in}}{R_O + R_L} = A_V.\frac{R_{in}}{R_L} \quad \ldots.(8)$$

مثال (10):

مضخم فولطية له مقاومة مدخلية قيمتها $2k\Omega$ ومقاومة مخرجية قيمتها 25Ω ومعامل تضخيم فولطية في حالة اللاحمل مقداره 500، يستخدم هذا المضخم لتضخيم إشارة مصدر فولطية له مقاومة داخلية مقدارها 500Ω وفولطية داخلية مقدارها $20mV$، موصول على مخرج هذا المضخم حمل مقاومته 75Ω. أوجد معامل تضخيم الفولطية $A_V = \frac{v_O}{v_{in}}$، ومعامل تضخيم الفولطية $A_{VS} = \frac{v_O}{v_S}$، وكذلك معامل تضخيم التيار $A_i = \frac{i_O}{i_{in}}$.

الحل:

الدائرة المكافئة للمضخم ومصدر الإشارة والحمل، هي كما في الشكل التالي.



شكل (20)

من هذه الدائرة:

$$v_{in} = \frac{v_S . R_{in}}{R_S + R_{in}} = \frac{20x10^{-3}(2000)}{500+2000} = 16x10^{-3} V = 16mV$$

$$v_{out} = A_{VO} . v_{in} . \frac{R_L}{R_O + R_L} = (500).(16x10^{-3}).\frac{75}{25+75} = 6V$$

وبالتالي، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{6}{16x10^{-3}} = 375$$

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{6}{20x10^{-3}} = 300$$

التيار المخرجي هو:

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_L} = \frac{6}{75} = 0.08A = 80mA$$

التيار المدخلي هو:

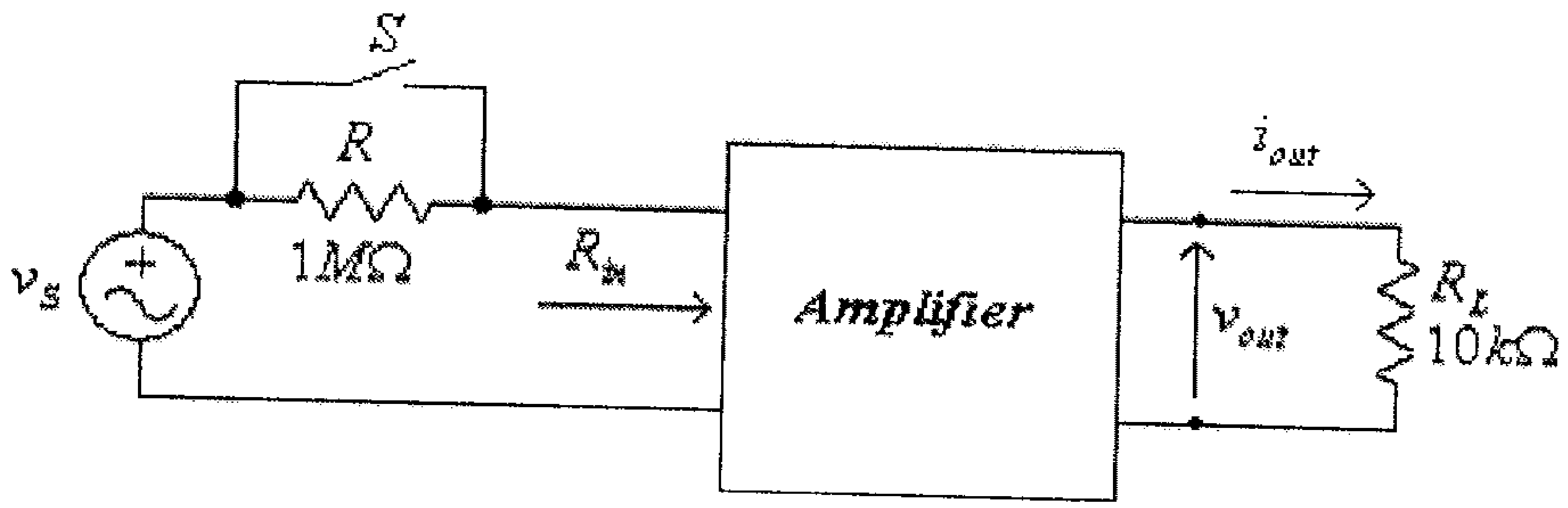
$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_{in}} = \frac{16x10^{-3}}{2000} = 8x10^{-6} A = 8\mu A$$

وبالتالي، فإن معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_O}{i_{in}} = \frac{80x10^{-3}}{8x10^{-6}} = 10000$$

مثال (11):

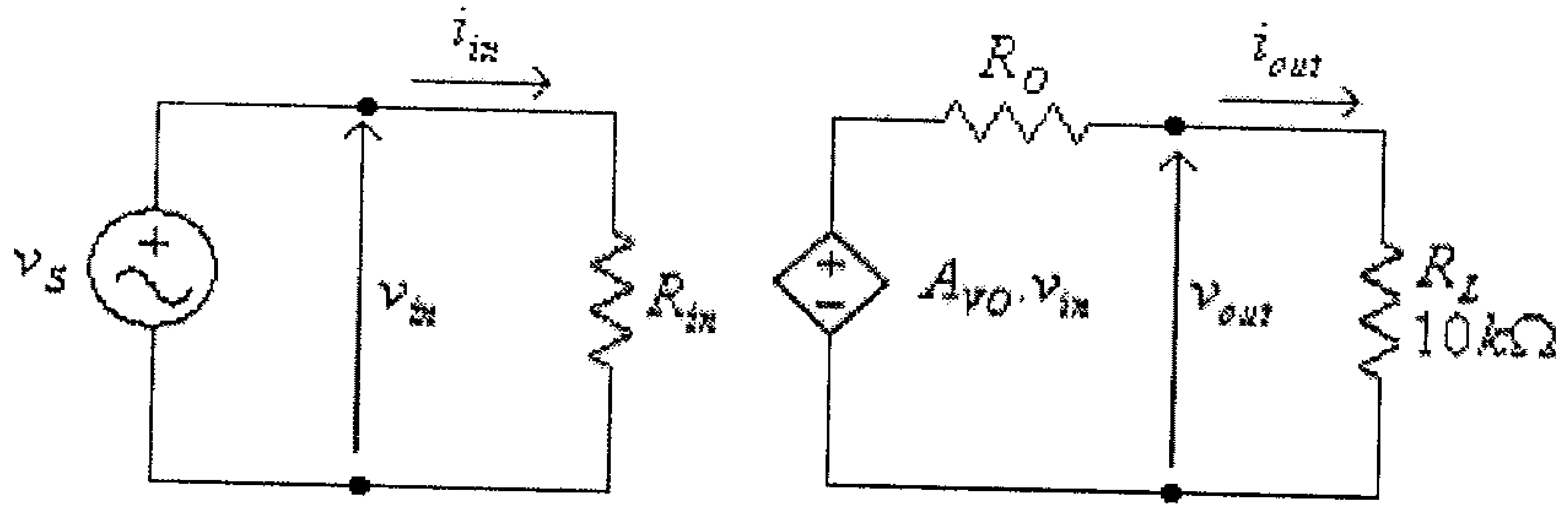
للدائرة التالية، وإذا علمت أن الفولطية المخرجية تساوي $100mV$ عندما يكون المفتاح S مغلقاً وأن هذه الفولطية تصبح $50mV$ عندما يكون المفتاح مفتوحاً، أوجد قيمة المقاومة المدخلية لهذا المضخم.



شكل (21)

الحل:

عندما يكون المفتاح مغلقاً فإن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (22)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = A_{VO}.v_{in}.\frac{R_L}{R_O + R_L}$$

ولكن:

$$v_{in} = v_S$$

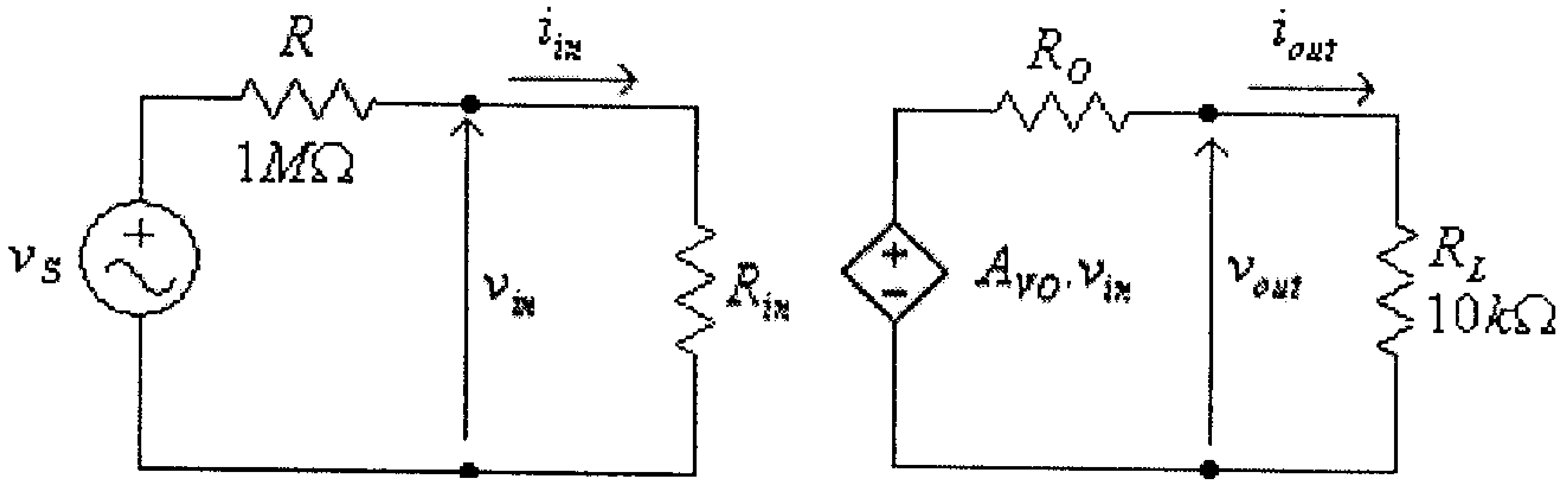
وبالتالي فإن:

$$v_{out} = A_{VO}.v_S.\frac{R_L}{R_O + R_L}$$

ومنها:

$$100x10^{-3} = A_{VO}.v_S.\frac{10x10^3}{R_O + 10x10^3} \quad ....(1)$$

عندما يكون المفتاح مفتوحاً فإن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (23)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = A_{VO}.v_{in}.\frac{R_L}{R_O + R_L} = A_{VO}.v_{in}.\frac{10x10^3}{R_O + 10x10^3}$$

ولكن:

$$v_{in} = v_S.\frac{R_{in}}{R + R_{in}} = v_S.\frac{R_{in}}{1x10^6 + R_{in}}$$

وبالتالي فإن:

$$v_{out} = A_{VO}.v_S.\frac{R_{in}}{1x10^6 + R_{in}}.\frac{10x10^3}{R_O + 10x10^3}$$

ومنها:

$$50x10^{-3} = A_{VO}.v_S.\frac{R_{in}}{1x10^6 + R_{in}}.\frac{10x10^3}{R_O + 10x10^3} \quad ....(2)$$

وبقسمة المعادلتين (1) و (2)، نجد:

$$\frac{100x10^{-3}}{50x10^{-3}}=\frac{A_{VO}.v_S\cdot\frac{10x10^3}{R_O+10x10^3}}{A_{VO}.v_S\cdot\frac{R_{in}}{1x10^6+R_{in}}\cdot\frac{10x10^3}{R_O+10x10^3}}$$

ومنها:

$$2=\frac{1}{\frac{R_{in}}{1x10^6+R_{in}}}$$

أي أن:

$$\frac{R_{in}}{1x10^6+R_{in}}=\frac{1}{2}$$

ومنها:

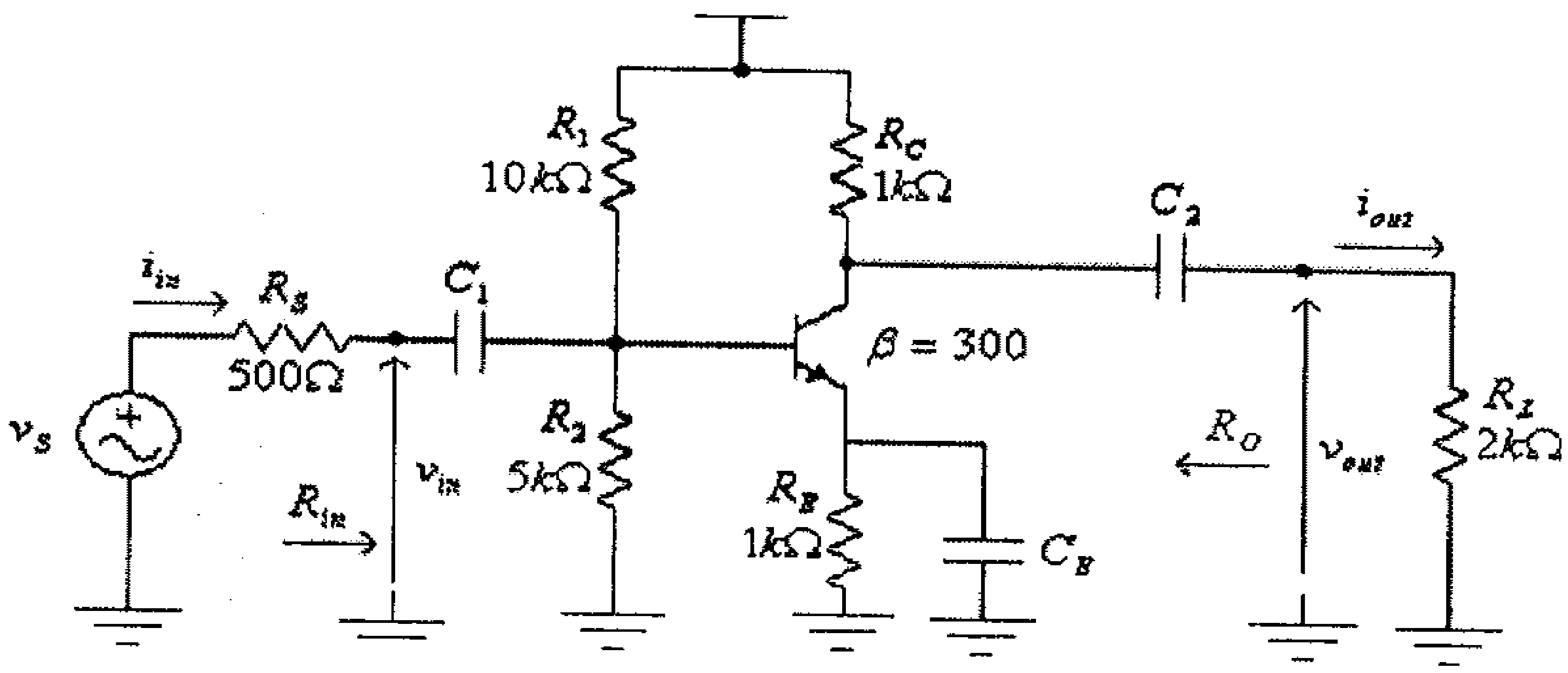
$$1x10^6+R_{in}=2R_{in}$$

أي أن:

$$R_{in}=1x10^6\Omega=1M\Omega$$

مثال (12):

لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من R_{in}, R_O, A_{VO}, A_V و A_i.
وإذا علمت أن $v_S(t)=0.001\sin(\omega t)$ أرسم موجة الفولطية المخرجية.



شكل (24)

الحل:

بعد فصل الحمل R_L ومصدر الإشارة تصبح هذه الدائرة نفس الـــدائرة التي تم دراستها في مثال (7) من الوحدة الثانية من هذا الكتاب، والتي تم لهـــا إيجاد أن:

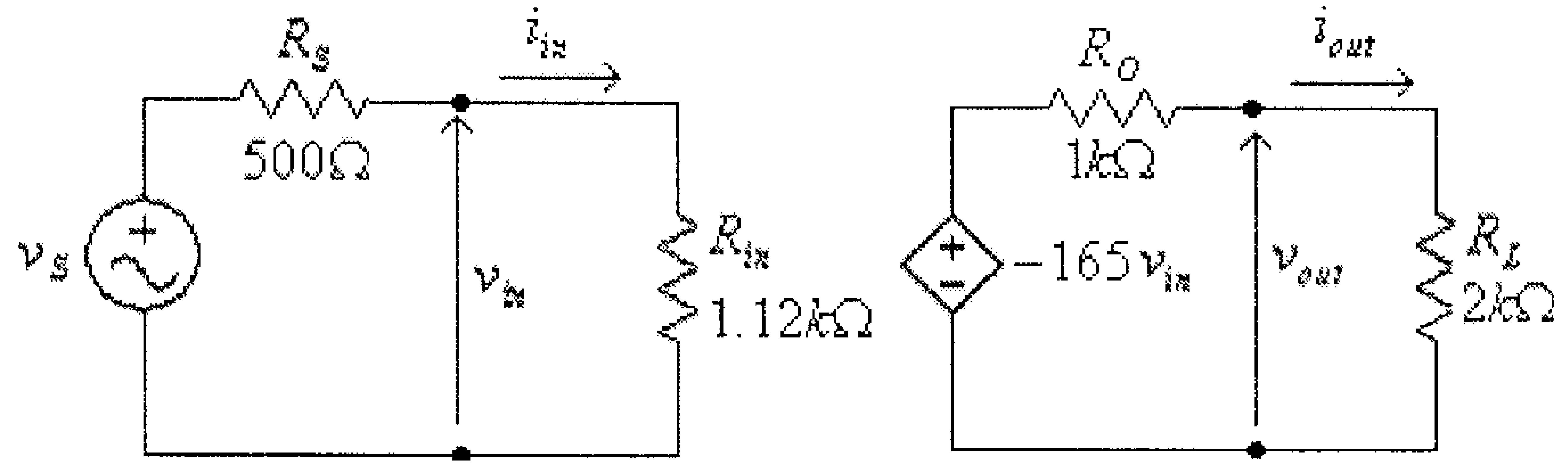
$$R_{in} = 1.12k\Omega$$

و:

$$R_O = R_C = 1k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{1000}{6.05} = -165$$

أي أن الدائرة المكافئة لهذا المضخم هي:



شكل (25)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = \frac{-165v_{in}.R_L}{R_O + R_L}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{165.R_L}{R_O + R_L} = -\frac{165.(2000)}{1000 + 2000} = -110$$

و:

$$A_i = A_V \cdot \frac{R_{in}}{R_L} = -(110).\frac{1120}{2000} = -61.5$$

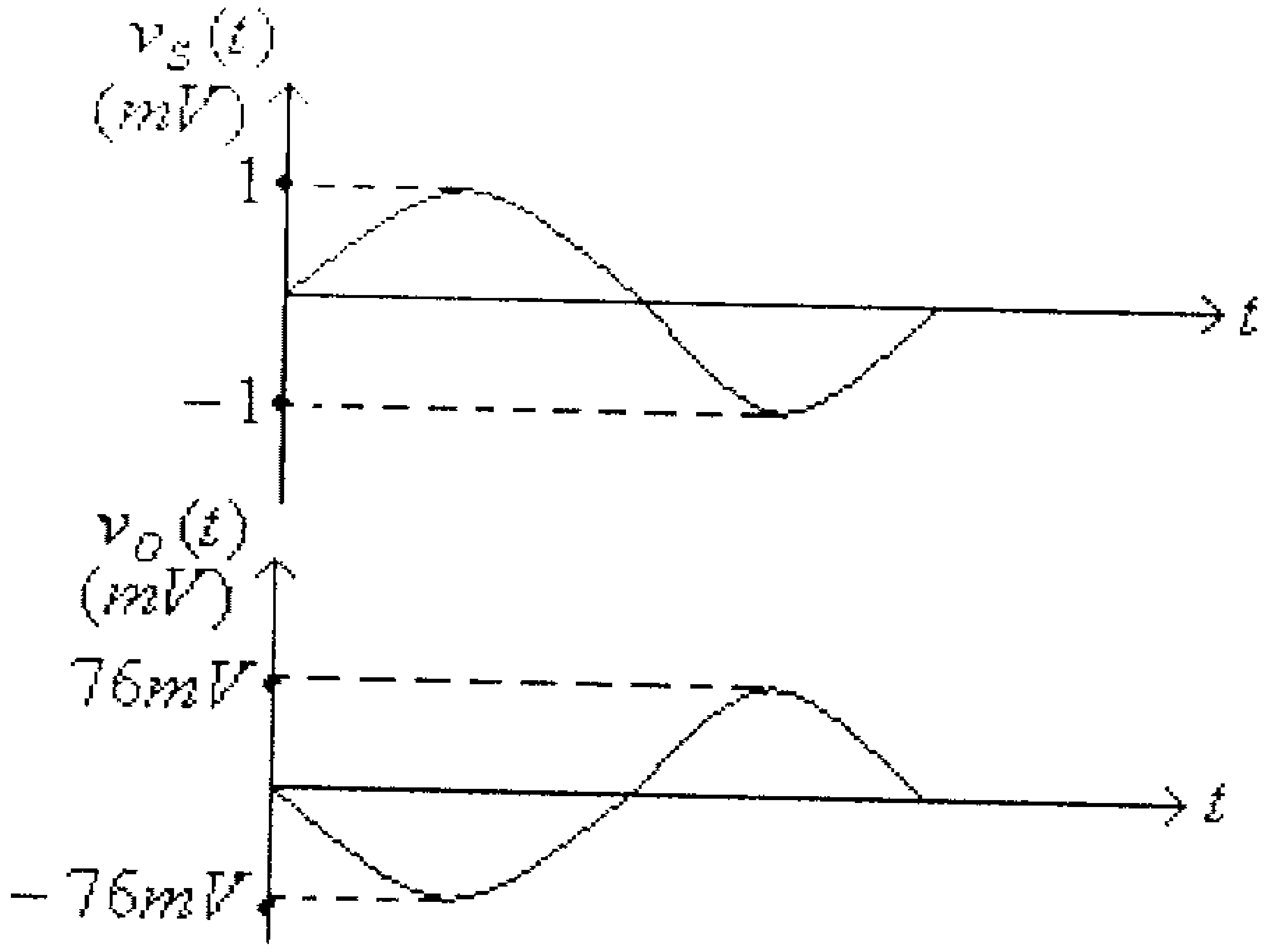
و:

$$v_{in} = v_S \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} = v_S \cdot \frac{1120}{1120 + 500} = 0.691 v_S$$
$$= 0\,000691 \sin(\omega t)$$

و

$$v_{out} = A_V . v_{in} = -110(0.000691 \sin(\omega t)) = -0.076 \sin(\omega t)$$

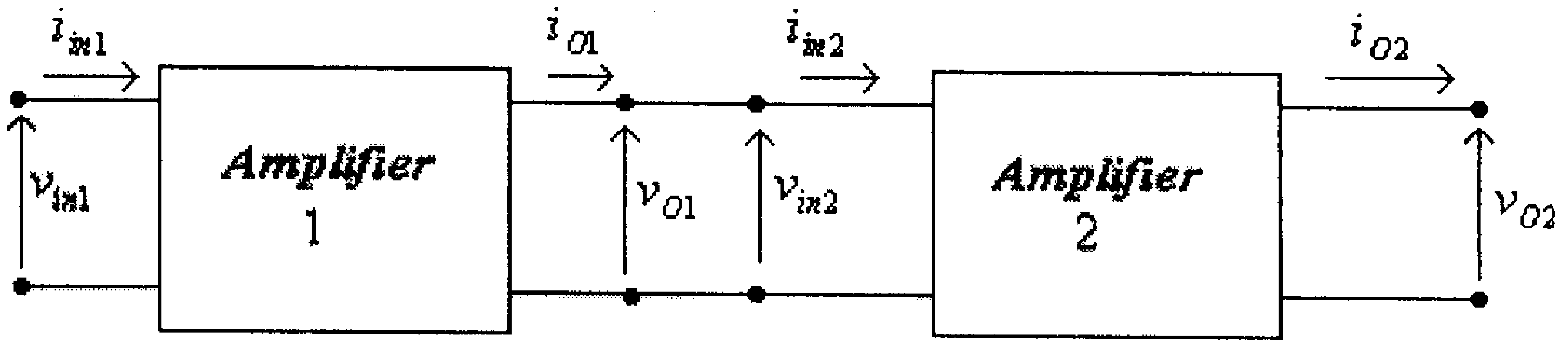
الشكل التالي يبين موجتي الفولطيتن المدخلية والمخرجية لهذه الدائرة:



شكل (26)

4.7 التوصيل التسلسلي للمضخمات

كثيراً، ولزيادة قيمة معامل التضخيم أوحتى لتغيير إشـــارته، مـــا يـــتم توصيل مضخمين أو أكثر بشكل متسلسل، أي أن مخرج المضخم الأول يوصل مع مدخل المضخم الثاني، وهكذا، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (27)

في هذه الحالة، فإن معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_V = \frac{v_{O2}}{v_{in1}} = \frac{v_{O1}}{v_{in1}} \cdot \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = A_{V1} \cdot A_{V2}$$

حيث A_{V1} و A_{V2} هما معاملا تضخيم الفولطية للمضخمين الأول والثاني على التوالي.

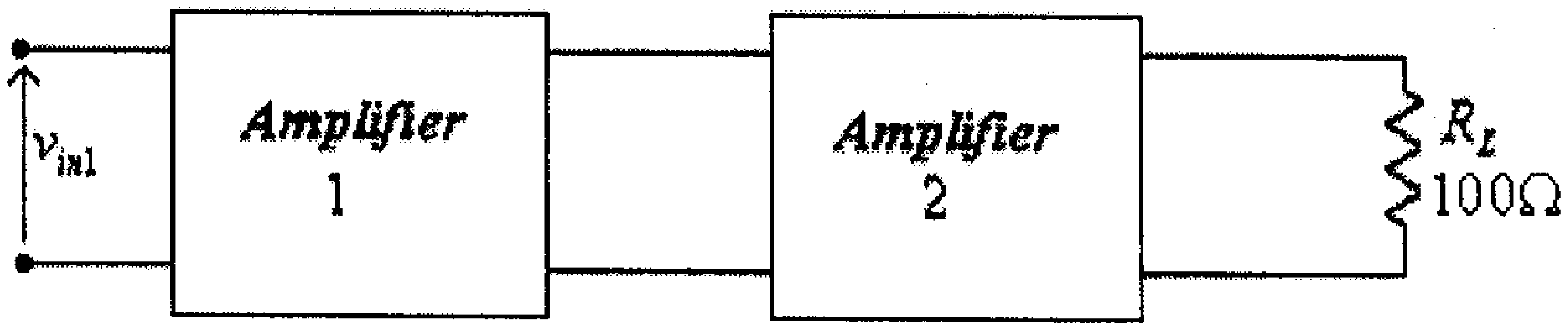
وبنفس الطريقة فإن معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_{O2}}{i_{in1}} = \frac{i_{O1}}{i_{in1}} \cdot \frac{i_{O2}}{i_{in2}} = A_{i1} \cdot A_{i2}$$

حيث A_{i1} و A_{i2} هما معاملا تضخيم التيار للمضخمين الأول والثاني على التوالي.

مثال (13):

دائرة تضخيم تتكون من مرحلتين (مضخمين) موصولين على التسلسل كما في الشكل التالي.



شكل (28)

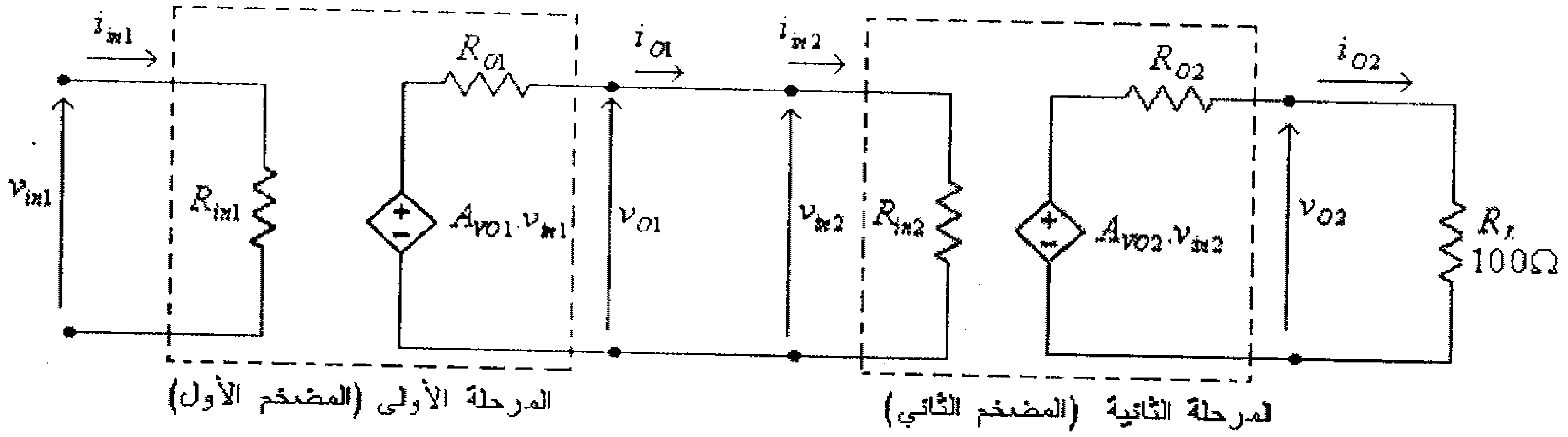
وإذا علمت أنه:

- للمرحلة الأولى (المضخم الأول): $A_{VO1} = 200$ ، $R_{in1} = 1M\Omega$ ، $R_{O1} = 500\Omega$
- للمرحلة الثانية (المضخم الثاني): $A_{VO2} = 100$ ، $R_{in2} = 1.5k\Omega$ ، $R_{O2} = 100\Omega$

أوجد معامل تضخيم الفولطية ومعامل تضخيم التيار لكل من المرحلتين وكذلك معامل تضخيم الفولطية الكلي ومعامل تضخيم التيار الكلي.

الحل:

الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل التالي.



شكل (29)

من هذه الدائرة:

معامل تضخيم الفولطية للمرحلة الأولى هو:

$$A_{V1} = \frac{v_{O1}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO1}.v_{in1}.\frac{R_{in2}}{R_{O1}+R_{in2}}}{v_{in1}} = A_{VO1}.\frac{R_{in2}}{R_{O1}+R_{in2}} = (200).\frac{1500}{500+1500} = 150$$

معامل تضخيم الفولطية للمرحلة الثانية هو:

$$A_{V2} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = \frac{A_{VO2}.v_{in2}.\frac{R_L}{R_{O2}+R_L}}{v_{in2}} = A_{VO2}.\frac{R_L}{R_{O2}+R_L} = (100).\frac{100}{100+100} = 50$$

معامل تضخيم الفولطية الكلي هو:

$$A_V = A_{V1}.A_{V2} = (150).(50) = 7500$$

معامل تضخيم التيار للمرحلة الأولى هو:

$$A_{i1} = \frac{i_{O1}}{i_{in1}} = \frac{\frac{v_{O1}}{R_{in2}}}{\frac{v_{in1}}{R_{in1}}} = \frac{v_{O1}}{v_{in1}}.\frac{R_{in1}}{R_{in2}} = A_{V1}.\frac{R_{in1}}{R_{in2}} = (150).\frac{1x10^6}{1500} = 10^5$$

معامل تضخيم التيار للمرحلة الثانية هو:

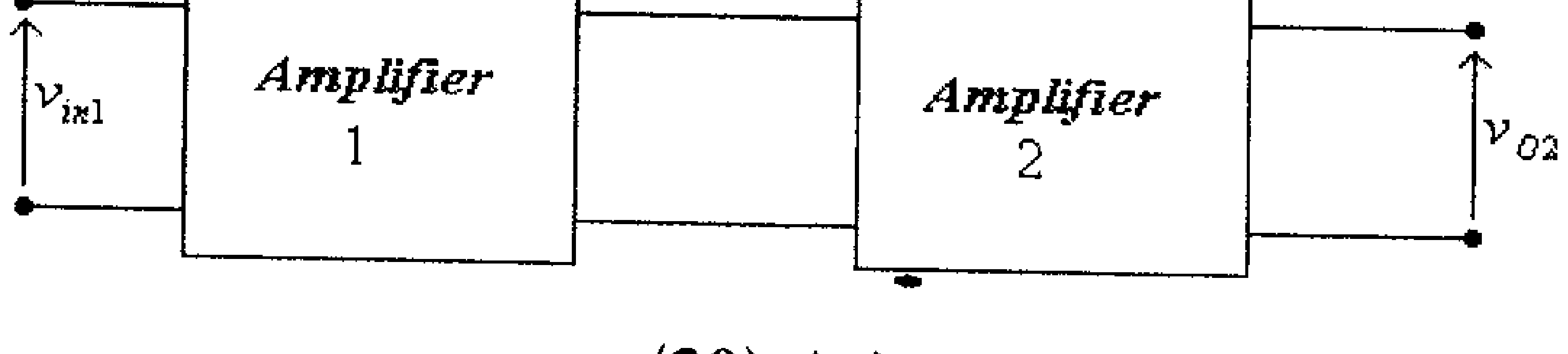
$$A_{i2} = \frac{i_{O2}}{i_{in2}} = \frac{\frac{v_{O2}}{R_L}}{\frac{v_{in2}}{R_{in2}}} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}}.\frac{R_{in2}}{R_L} = A_{V2}.\frac{R_{in2}}{R_L} = (50).\frac{1500}{100} = 750$$

معامل تضخيم التيار الكلي هو:

$$A_i = A_{i1}.A_{i2} = (10^5).(750) = 75x10^6$$

مثال (14):

أوجد الدائرة المكافئة للمضخمين الموصولين على التسلسل والمبينين في الشكل التالي.



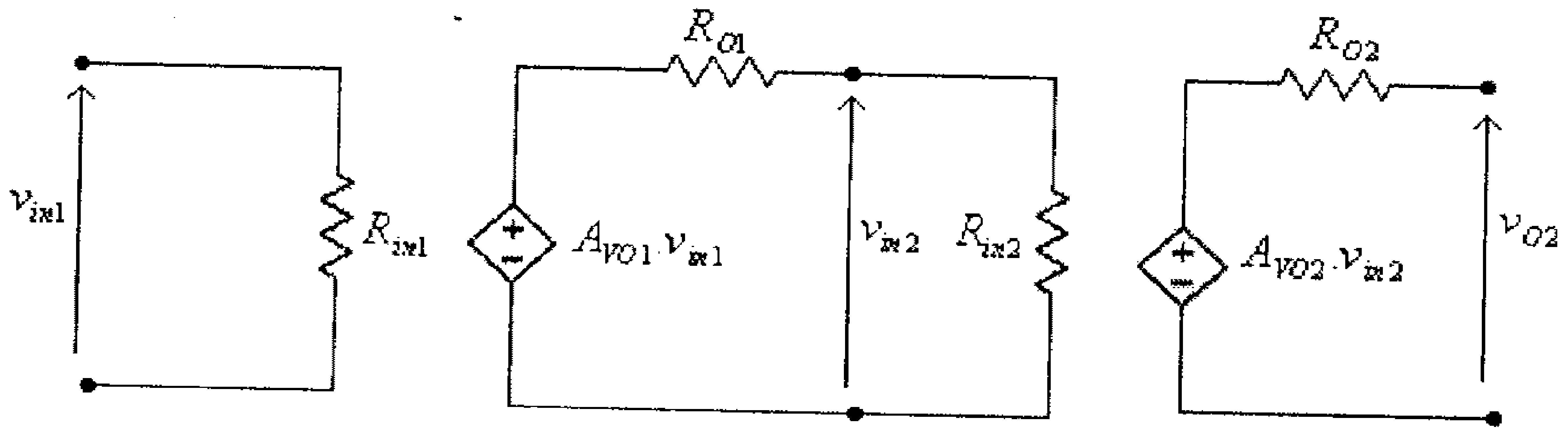
شكل (30)

علماً بأنه:

- للمضخم الأول $A_{VO1} = 10$ ، $R_{in1} = 1k\Omega$ ، $R_{O1} = 100\Omega$
- للمضخم الثاني $A_{VO2} = 20$ ، $R_{in2} = 2k\Omega$ ، $R_{O2} = 200\Omega$

الحل:

بعد إستبدال كل من المضخمين بدائرته المكافئة، تصبح الدائرة المكافئة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (31)

من هذه الدائرة: المقاومة المدخلية هي:

$$R_{in} = R_{in1} = 1k\Omega$$

المقاومة المخرجية هي:

$$R_O = R_{O2} = 200\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_{VO} = A_{V1}.A_{V2}$$

حيث:

$$A_{V1} = \frac{v_{in2}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO1}.v_{in1}.\frac{R_{in2}}{R_{O1}+R_{in2}}}{v_{in1}} = A_{VO1}.\frac{R_{in2}}{R_{O1}+R_{in2}}$$

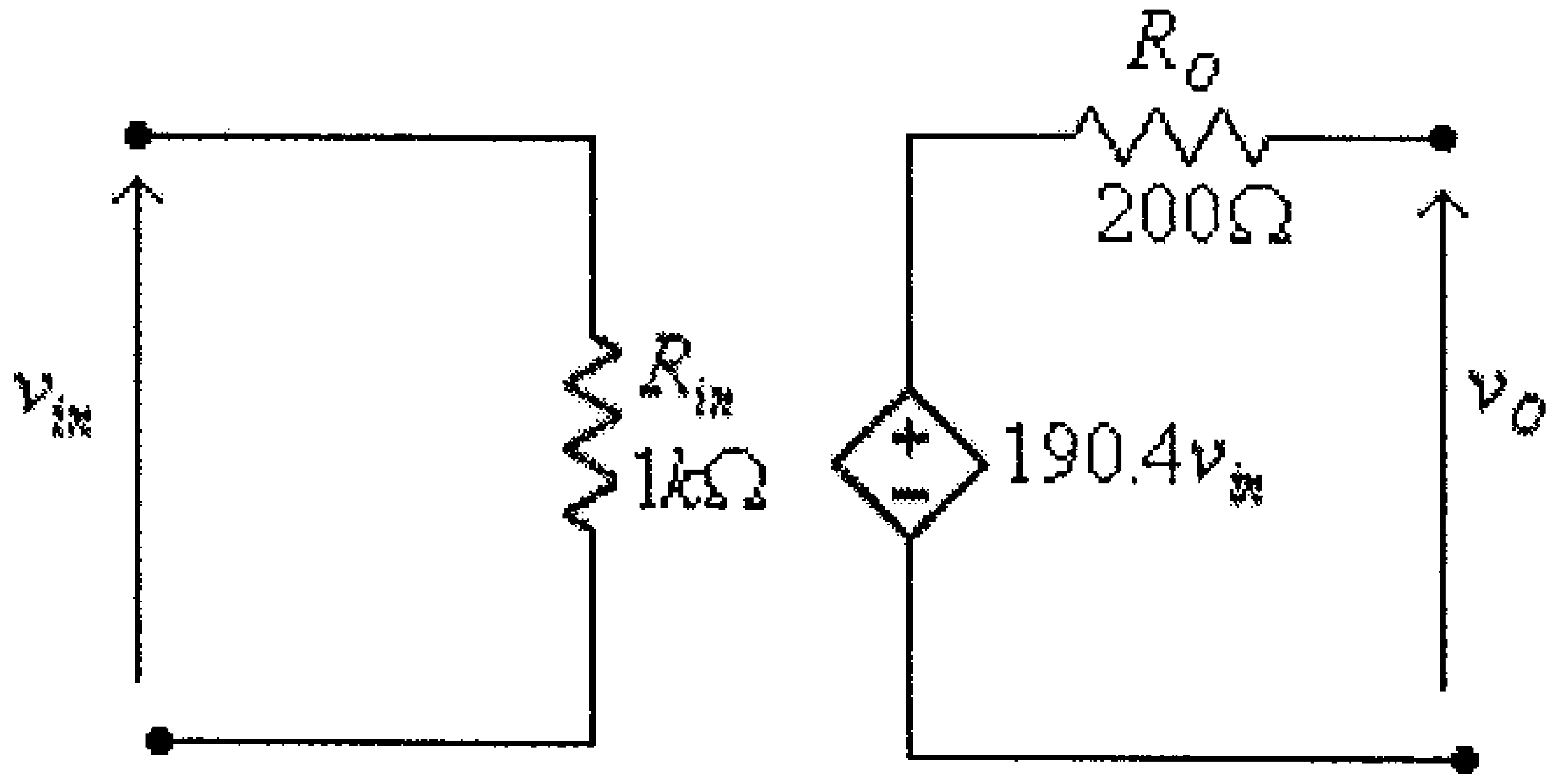
$$=(10).\frac{2000}{2000+100} = 9.52$$

$$A_{V2}=\frac{v_{O2}}{v_{in2}}=\frac{A_{VO2}.v_{in2}}{v_{in2}}=A_{VO2}=20$$

وبالتالي، فإن:

$$A_{VO}=A_{V1}.A_{V2}=(9.52).(20)=190.4$$

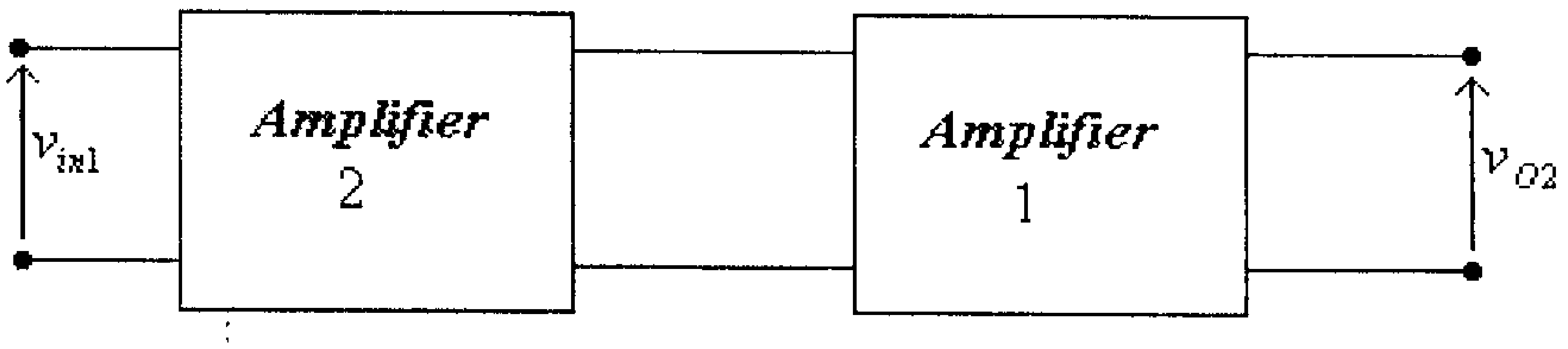
أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي:



شكل (32)

مثال (15):

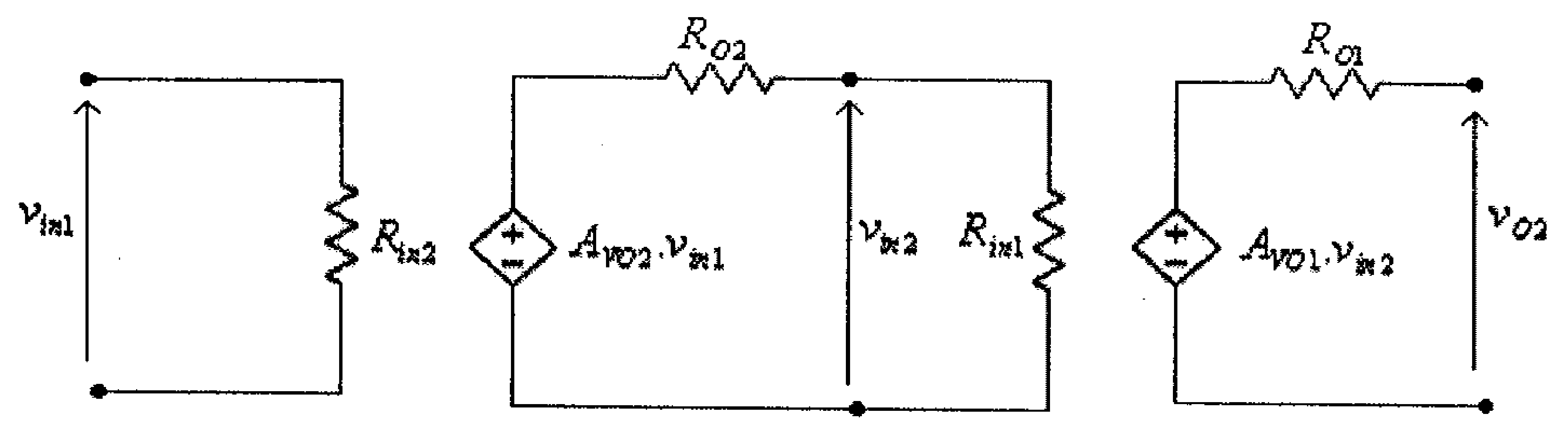
أعد حل المثال السابق، إذا تم إستبدال طريقة توصيل المضخمين وكما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (33)

الحل:

في هذه الحالة الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (34)

من هذه الدائرة / المقاومة المدخلية هي:

$$R_{in} = R_{in2} = 2k\Omega$$

المقاومة المخرجية هي:

$$R_O = R_{O1} = 100\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_{VO} = A_{V2}.A_{V1}$$

حيث:

$$A_{V2} = \frac{v_{in2}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO2}.v_{in1}\cdot\dfrac{R_{in1}}{R_{O2}+R_{in1}}}{v_{in1}} = A_{VO2}\cdot\frac{R_{in1}}{R_{O1}2+R_{in1}}$$

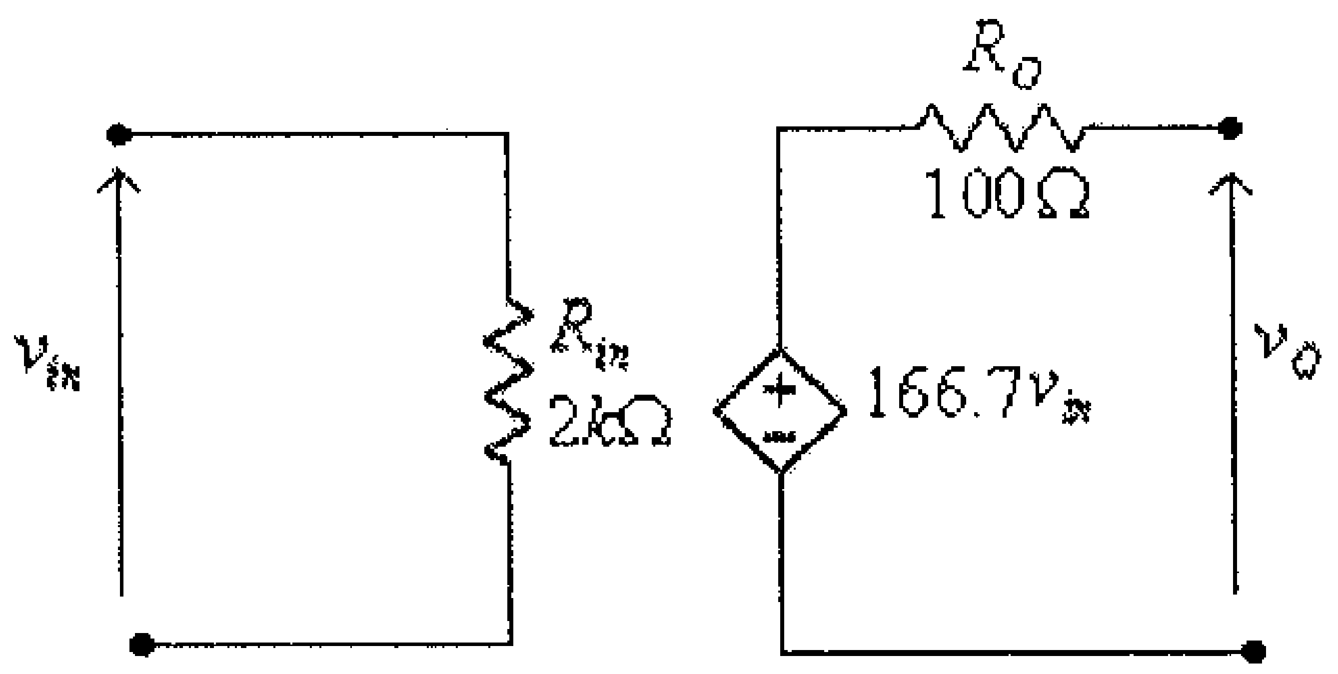
$$=(20).\frac{1000}{1000+200} = 16.67$$

$$A_{V1} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = \frac{A_{VO1}.v_{in2}}{v_{in2}} = A_{VO1} = 10$$

وبالتالي، فإن:

$$A_{VO} = A_{V2}.A_{V1} = (16.67).(10) = 166.7$$

أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي:



شكل (35)

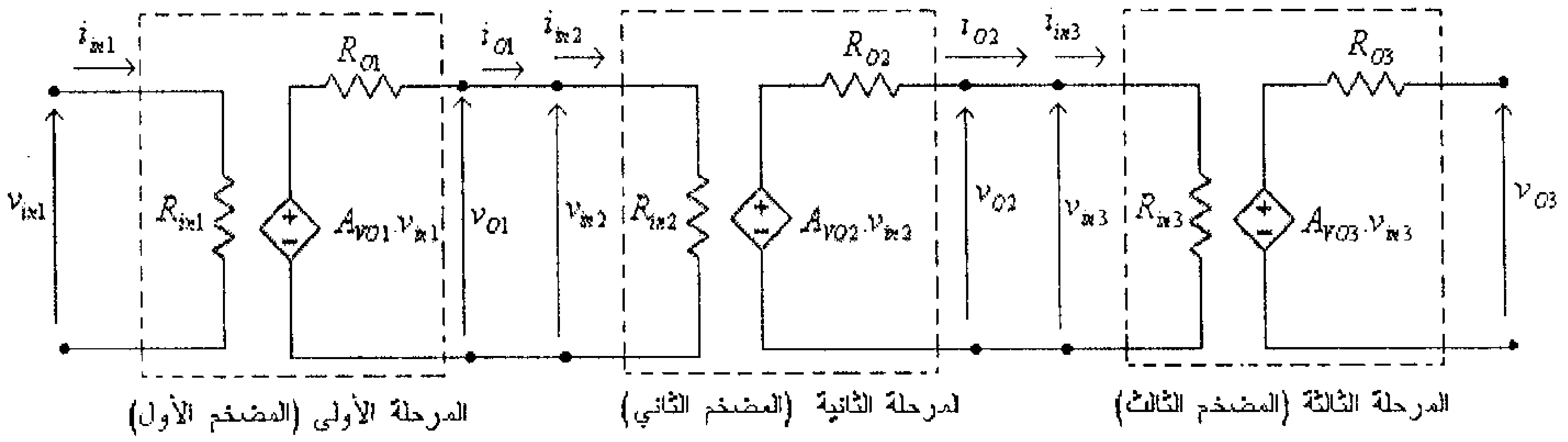
مثال (16):

دائرة تضخيم مكونة من ثلاث مراحل (مضخمات) موصولة على التسلسل وبالترتيب 1، 2، 3. إذا علمت أن مواصفات هذه المراحل هي كما هو في الجدول أدناه، أرسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه.

مرحلة التضخيم	R_{in}	R_O	A_{VO}
الأولى	$1k\Omega$	100Ω	10
الثانية	$2k\Omega$	200Ω	20
الثالثة	$3k\Omega$	300Ω	30

الحل:

بعد إستبدال كل مرحلة (مضخم) بدائرتة المكافئة تصبح الدائرة المكافئة لهذه الدائرة كما في الشكل أدناه.



شكل (36)

من هذه الدائرة يستنتج أن:

- المقاومة المدخلية هي:

$$R_{in} = R_{in1} = 1k\Omega$$

- المقاومة المخرجية هي:

$$R_O = R_{O3} = 300\Omega$$

- معامل تضخيم الفولطية الكلي هو:

$$A_V = A_{V1}.A_{V2}.A_{V3}$$

حيث:

$$A_{V1} = \frac{v_{O1}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO1}.v_{in1}.\frac{R_{in2}}{R_{O1}+R_{in2}}}{v_{in1}} = A_{VO1}.\frac{R_{in2}}{R_{O1}+R_{in2}} = (10).\frac{2000}{100+2000} = 9.524$$

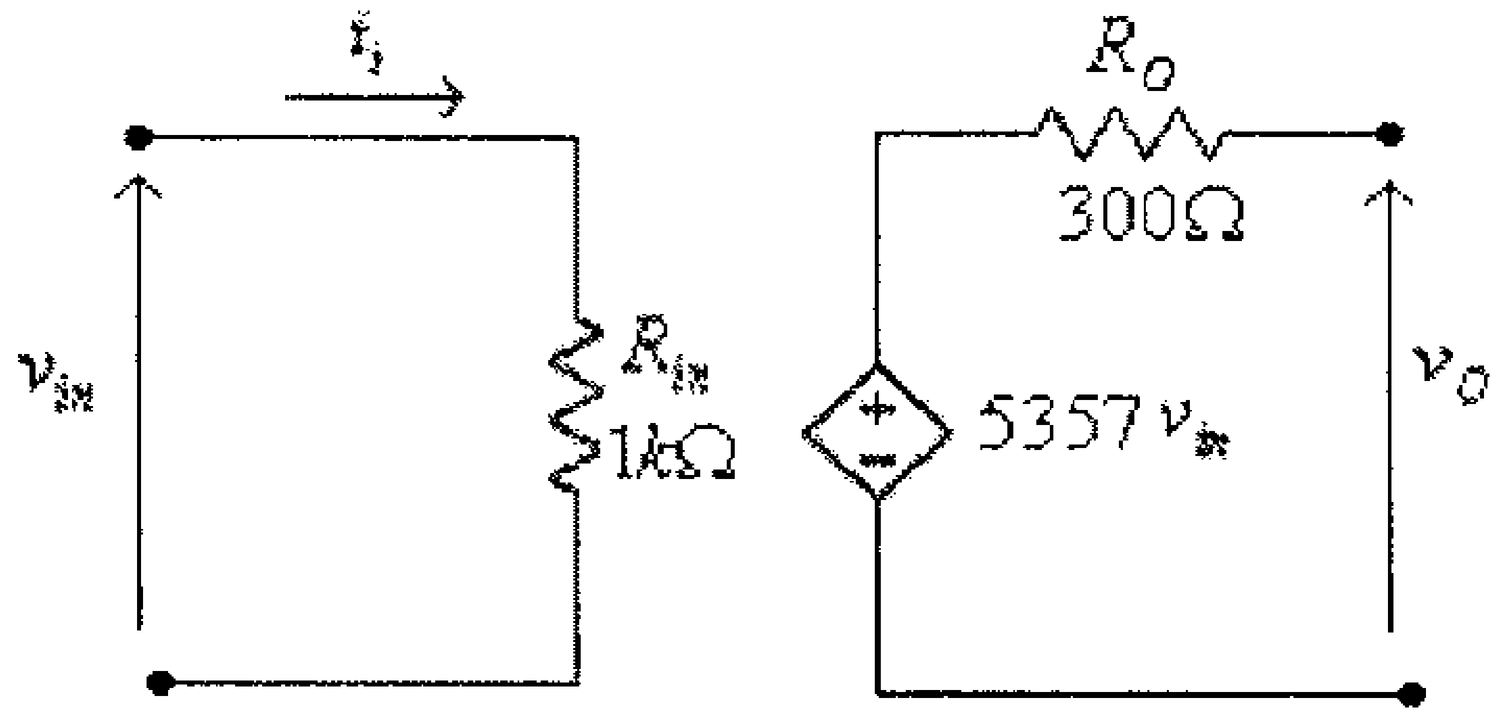
$$A_{V2} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = \frac{A_{VO2}.v_{in2}.\frac{R_{in3}}{R_{O2}+R_{in3}}}{v_{in2}} = A_{VO2}.\frac{R_{in3}}{R_{O2}+R_{in3}} = (20).\frac{3000}{200+3000} = 18.75$$

$$A_{V3} = \frac{v_{O3}}{v_{in3}} = \frac{A_{VO3}.v_{in3}}{v_{in3}} = A_{VO3} = 30$$

أي أن معامل التضخيم الكلي هو:

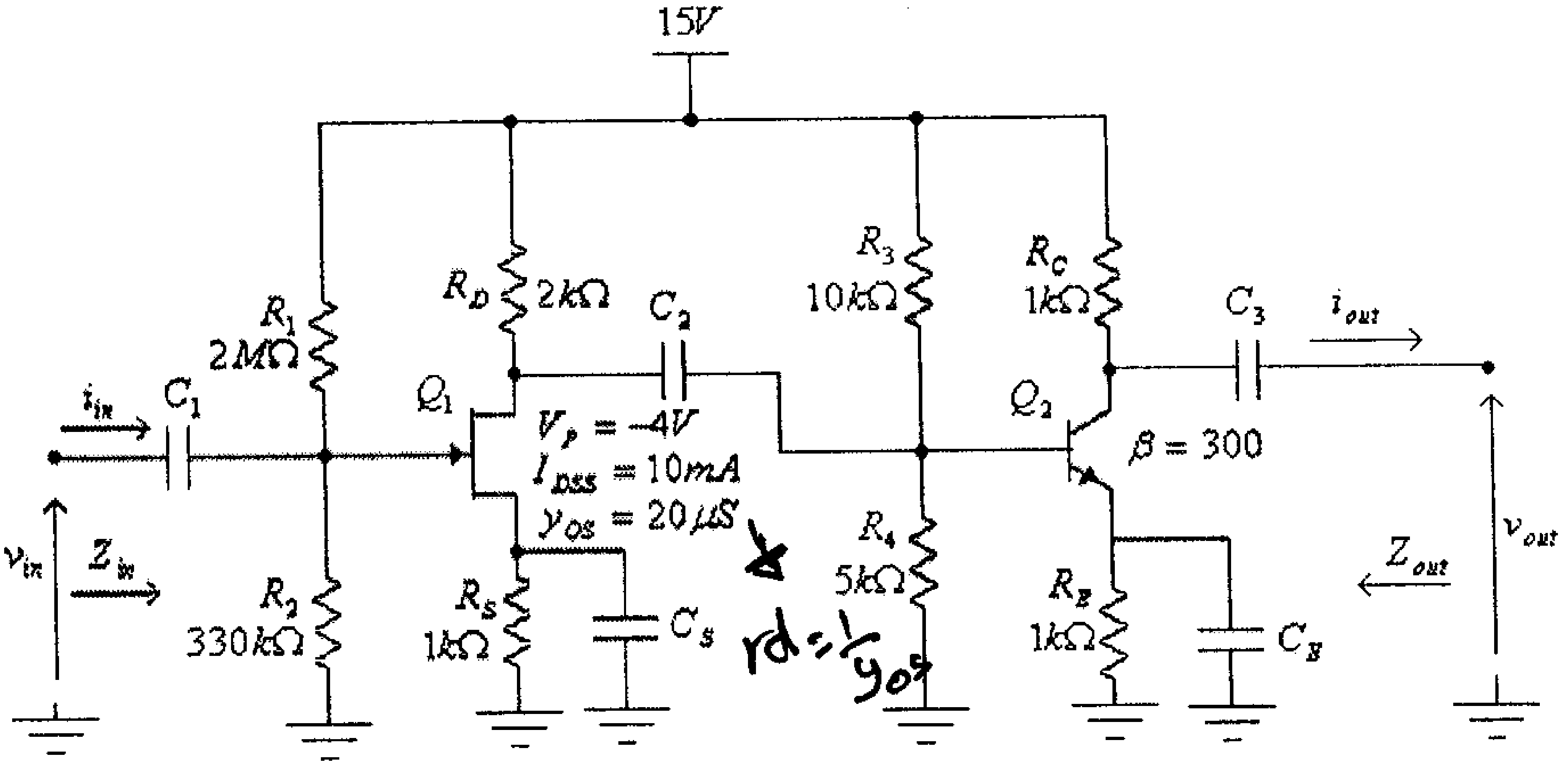
$$A_V = A_{V1}.A_{V2}.A_{V3} = (9.524).(18.75).(30) = 5357$$

وبالتالي فإن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل التالي.



شكل (37)

مثال (17): أوجد الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم التالية.



شكل (38)

الحل:

هذه الدائرة مكونة من مرحلتي تضخيم موصولتين على التسلسل، هما:

- المرحلة الأولى مكونة من الترانزيستور Q_1، ومقاومات الإنحياز R_1, R_2, R_D و R_S.
- المرحلة الثانية مكونة من الترانزيستور Q_2، ومقاومات الإنحياز R_3, R_4, R_C و R_E.

لاحظ أن المكثف C_1 يمنع مرور التيار الثابت من مصدر التغذية الى مصدر الإشارة، والمكثف C_3 يمنع مرور التيار الثابت من مصدر التغذية الى الحمل، أما المكثف C_2 فيعزل دائرتي الأنحياز للترانزيستورين Q_1 و Q_2.

لقد تم دراسة دائرة تضخيم المرحلة الأولى في مثال (7) من الوحدة الثالثة، حيث تم أيجاد أن:

$R_{in1} = 283.26k\Omega$

$R_{O1} = 1.923k\Omega$

$A_{VO1} = -5.83$

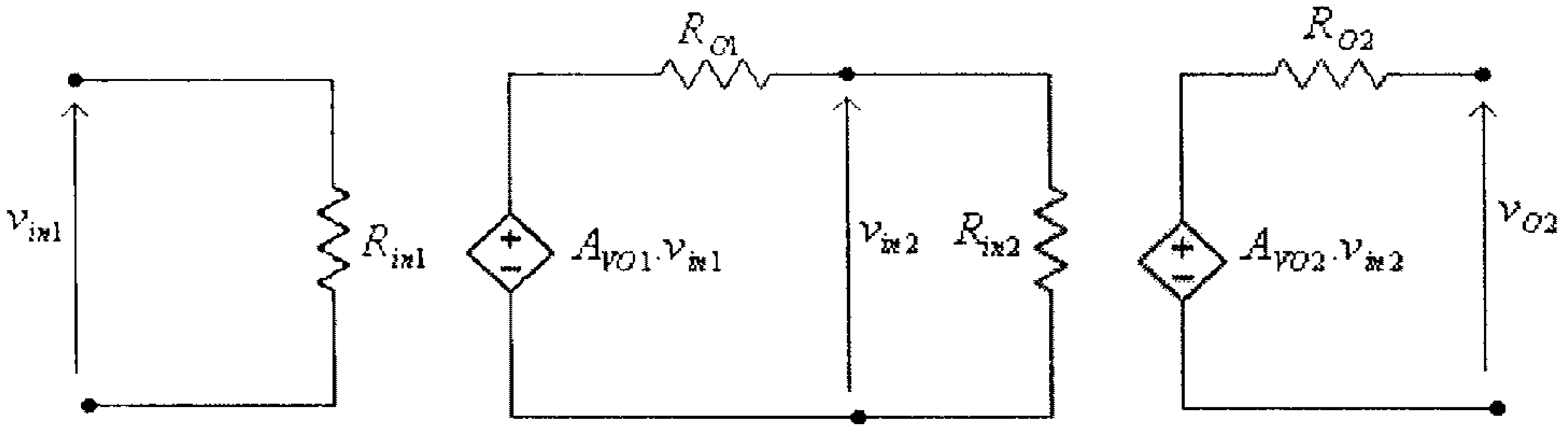
وقد تم دراسة دائرة تضخيم المرحلة الثانية في مثال (7) من الوحدة الثانية، حيث تم أيجاد أن:

$R_{in2} = 1.12k\Omega$

$R_{O2} = 1k\Omega$

$A_{VO2} = -165$

بعد إستبدال كل من المضخمين بدائرته المكافئة، تصبح الدائرة المكافئة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (39)

من هذه الدائرة / الممانعة المدخلية هي:

$R_{in} = R_{in1} = 283.26k\Omega$

الممانعة المخرجية هي:

$R_O = R_{O2} = 1k\Omega$

معامل تضخيم الفولطية هو:

$A_{VO} = A_{V1}.A_{V2}$

حيث:

$$A_{V1}=\frac{v_{in2}}{v_{in1}}=\frac{A_{VO1}.v_{in1}.\frac{R_{in2}}{R_{O1}+R_{in2}}}{v_{in1}}=A_{VO1}.\frac{R_{in2}}{R_{O1}+R_{in2}}$$

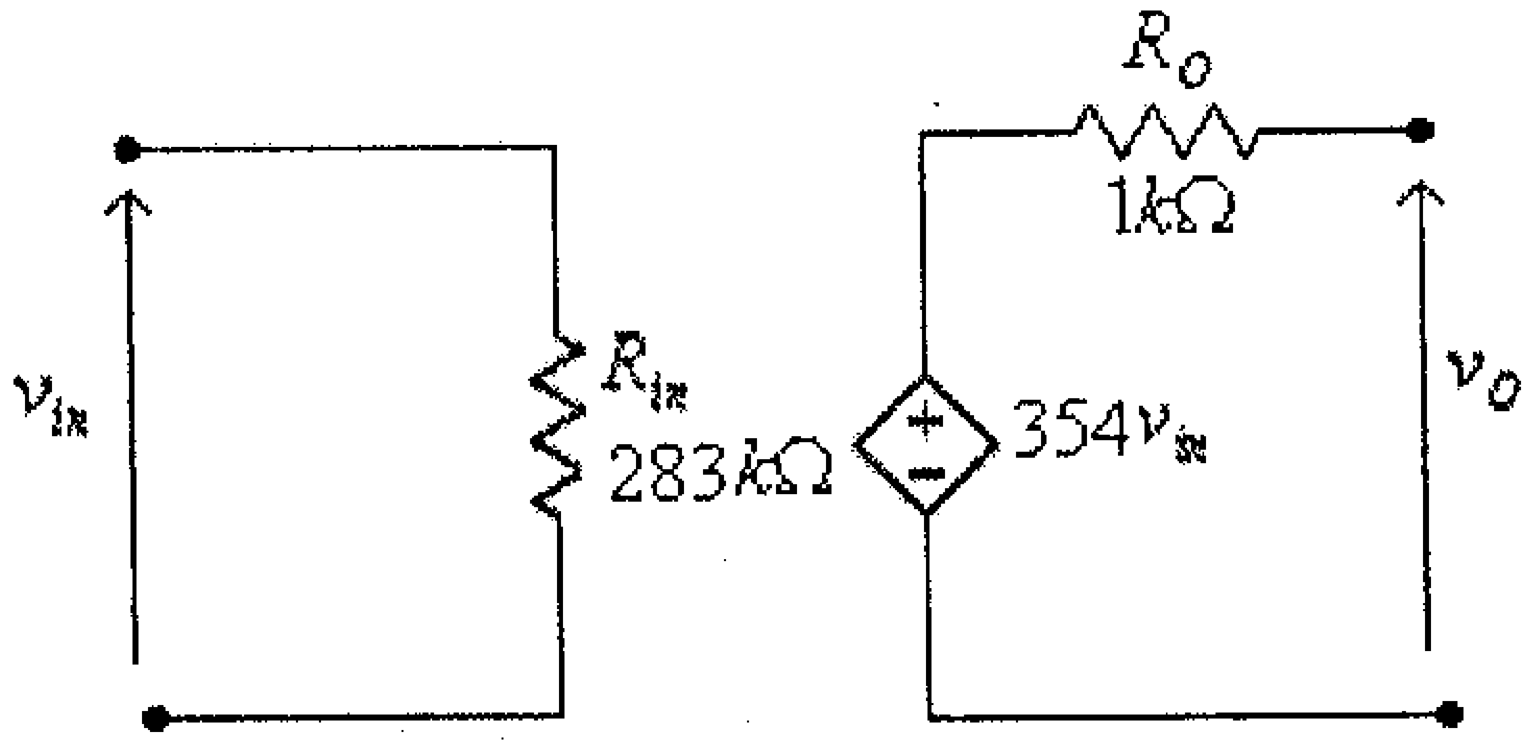
$$=(-5.83).\frac{1120}{1923+1120}=-2.146$$

$$A_{V2}=\frac{v_{O2}}{v_{in2}}=\frac{A_{VO2}.v_{in2}}{v_{in2}}=A_{VO2}=-165$$

وبالتالي، فإن:

$$A_{VO}=A_{V1}.A_{V2}=(-2.146).(-165)=354$$

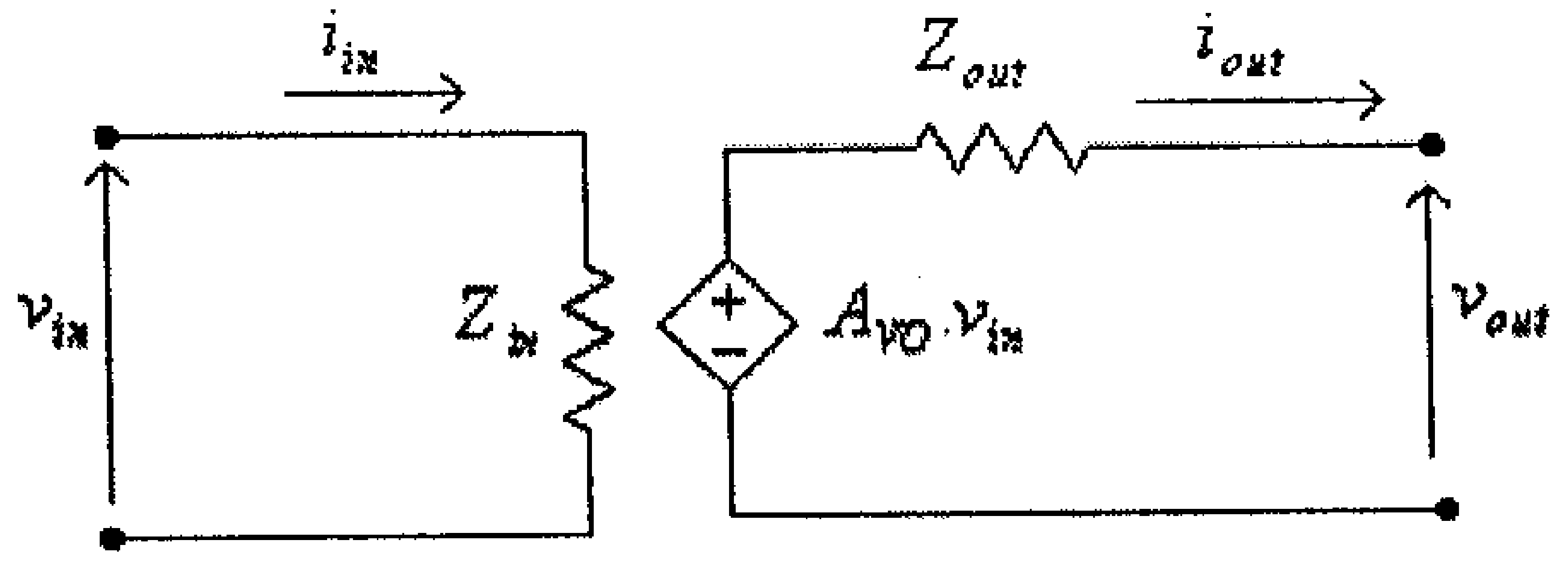
أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي:



شكل (40)

4.8 بعض الدوائر المكافئة الأُخرى للمضخمات

بينا فيما سبق أن الدائرة المكافئة للمضخم هي كما في الشكل التالي. حيث في هذه الدائرة الإشارتين المدخلية والمخرجية هما إشارتي فولطية.



شكل (41)

ويتم التعبير عن عملية التضخيم في هذه الدائرة باستخدام المعامل A_{VO} والذي هو النسبة بين القيم اللحظية لفولطيتي الأشارتين المخرجية والمدخلية، عندما لا يكون هناك حمل موصول على مخرج المضخم، أي أن :

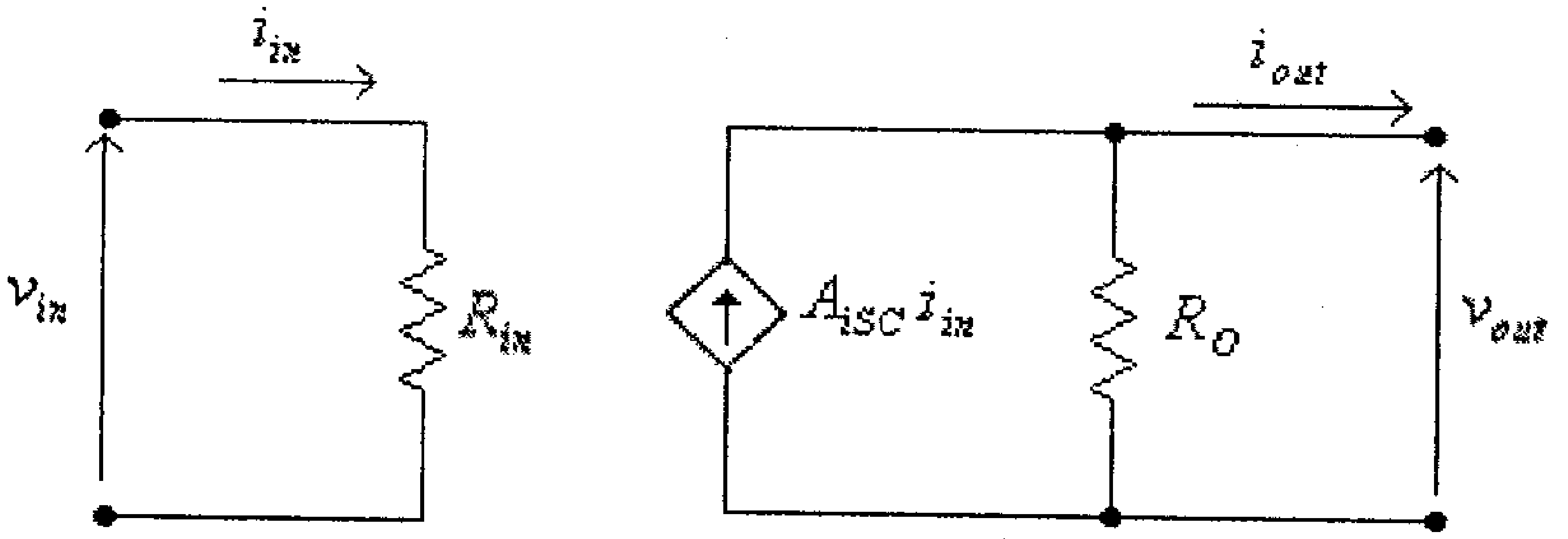
$$A_{VO} = \left.\frac{v_{out}}{v_{in}}\right|_{no-load}$$

لاحظ كذلك أن مصدر الجهد $A_{VO}.v_{in}$ هو مصدر جهد يتم التحكم به بمصدر جهد أخر (*voltage-controlled-voltage source*). ومصدر الجهد $A_{VO}.v_{in}$ هذا هو الذي يعكس تأثير تغير الفولطية المدخلية v_{in} على تغير الفولطية المخرجية v_{out}.

وهناك عدد من الدوائر المكافئة الأُخرى للمضخمات والتي يمكن إستنتاجها من الدائرة السابقة، ومن هذه الدوائر:

- **الدائرة المكافئة لمضخم التيار (current-amplifier model)**

وهذه الدائرة هي كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (42)

في هذه الدائرة:

R_{in} هي المقاومة المدخلية للمضخم .

R_O هي المقاومة المخرجية للمضخم .

A_{iSC} هو معامل تضخيم التيار في حالة دارة قصر (short-circuit) علـــى مخرج المضخم ، أي أن :

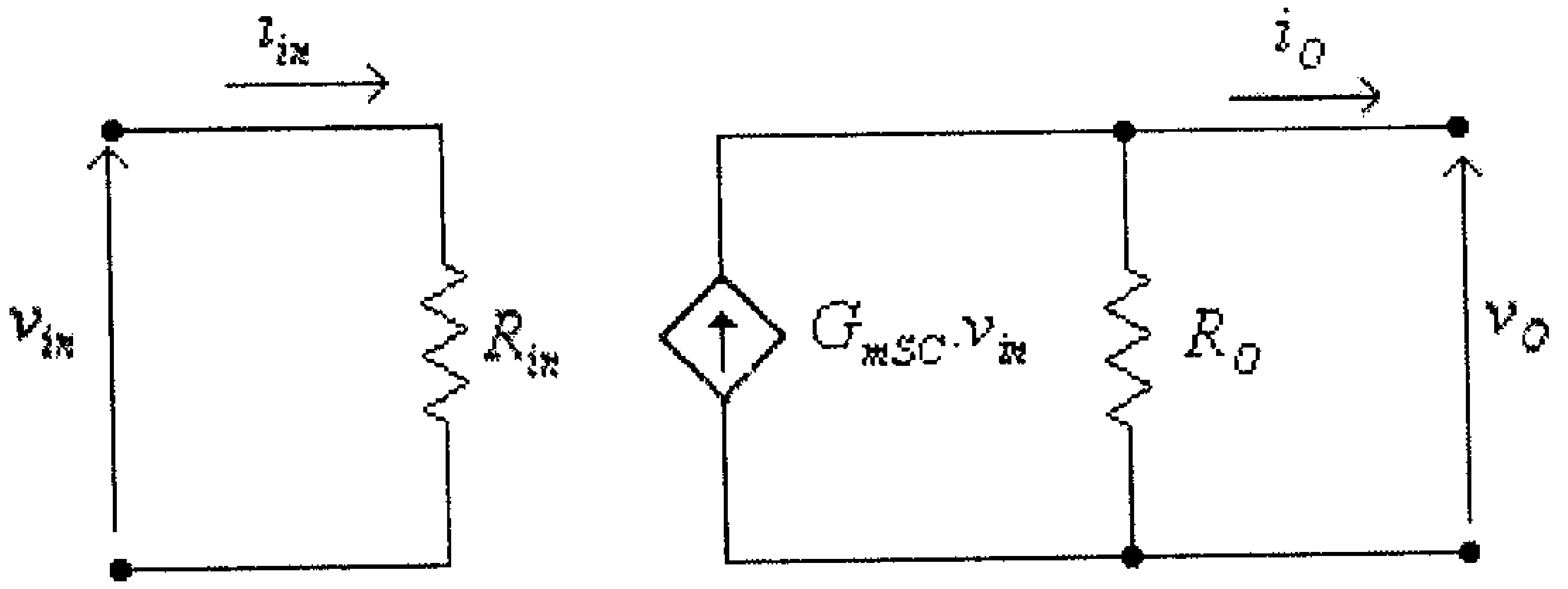
$$A_{iSC} = \frac{i_{OSC}}{i_{in}}$$

حيث i_{OSC} هو التيار المخرجي للمضخم في حالة دارة قصر على مخرجه.

لاحظ في هذا الشكل أن مصدر التيار $A_{iSC}.i_{in}$ هو مصدر تيار يتم الـــتحكم بـــه بمصدر تيار أخر (*current- controlled current source*)

- Transconductance equivalent circuit

وهذه الدائرة هي كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (43)

في هذه الدائرة:

R_{in} هي المقاومة المدخلية للمضخم .

R_O هي المقاومة المخرجية للمضخم .

G_{mSC} تساوي النسبة بين التيار المخرجي للمضخم، في حالة دارة قصرعلى مخرجه، والفولطية المدخلية، أي أن :

$$G_{mSC} = \frac{i_{OSC}}{v_{in}}$$

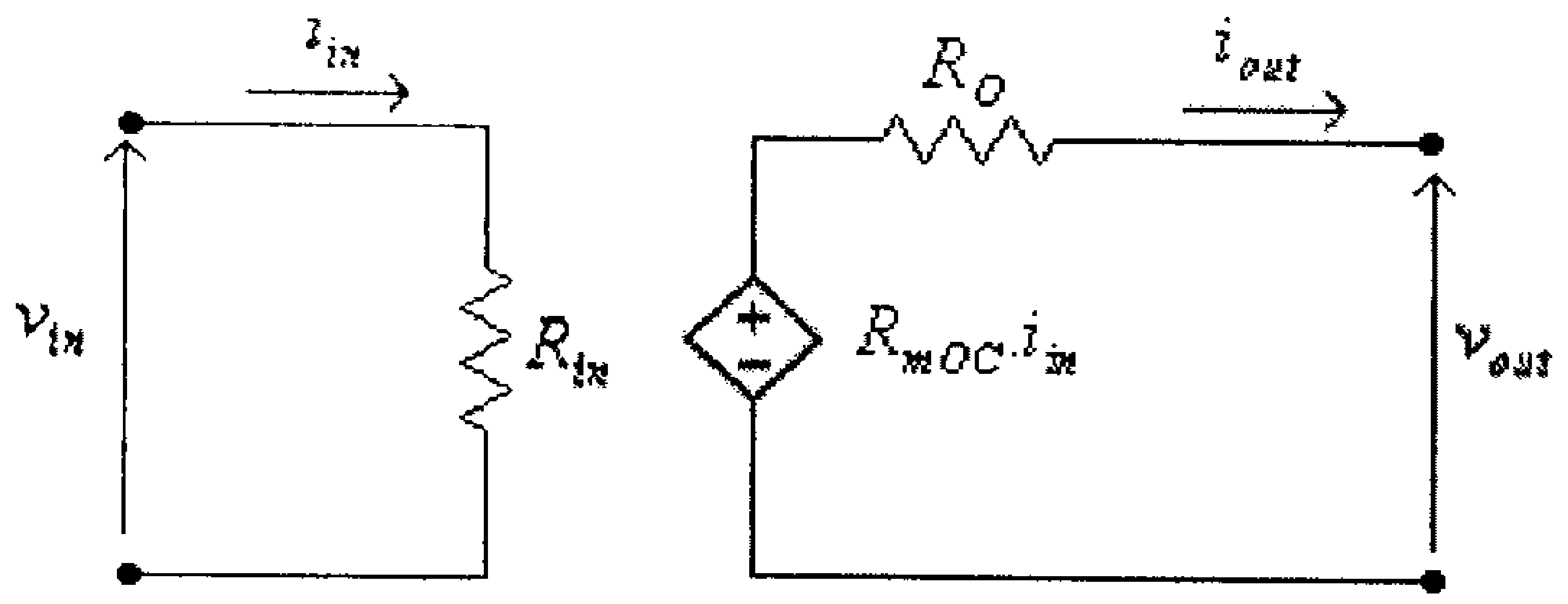
حيث i_{OSC} هو التيار المخرجي للمضخم في حالـــة دارة قـــصر علـــى مخرجه.

لاحظ في هذا الشكل أن مصدر التيار $G_{mSC}.v_{in}$ هو مصدر تيـــار يـــتم التحكم به بمصدر فولطية (*voltage - controlled current source*).

لاحظ أن تسمية هذه الدائرة المكافئة جاءت من إستخدام المعامل G_{mSC} والذي وحدة قياسه هي الــ Siemens (S) والذي يسمى *transconductance* .

- Transresistance equivalent circuit-

وهذه الدائرة هي كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (44)

في هذه الدائرة:

R_{in} هي المقاومة المدخلية للمضخم .

R_O هي المقاومة المخرجية للمضخم .

R_{mOC} تساوي النسبة بين الفولطية المخرجية للمضخم، في حالـــة اللاحمـــل (دارة مفتوحة على مخرجه)، والتيار المدخلي، أي أن :

$$R_{mOC} = \frac{v_{OOC}}{i_{in}}$$

حيث v_{OOC} هو الفولطية المخرجية للمضخم، في حالة اللاحمــل (دارة مفتوحة على مخرجه).

لاحظ في هذا الشكل أن مصدر الفولطية $R_{mOC}.i_{in}$ هو مصدر فولطيـــة يتم التحكم به بمصدر تيار (*current - controlled voltage source*).

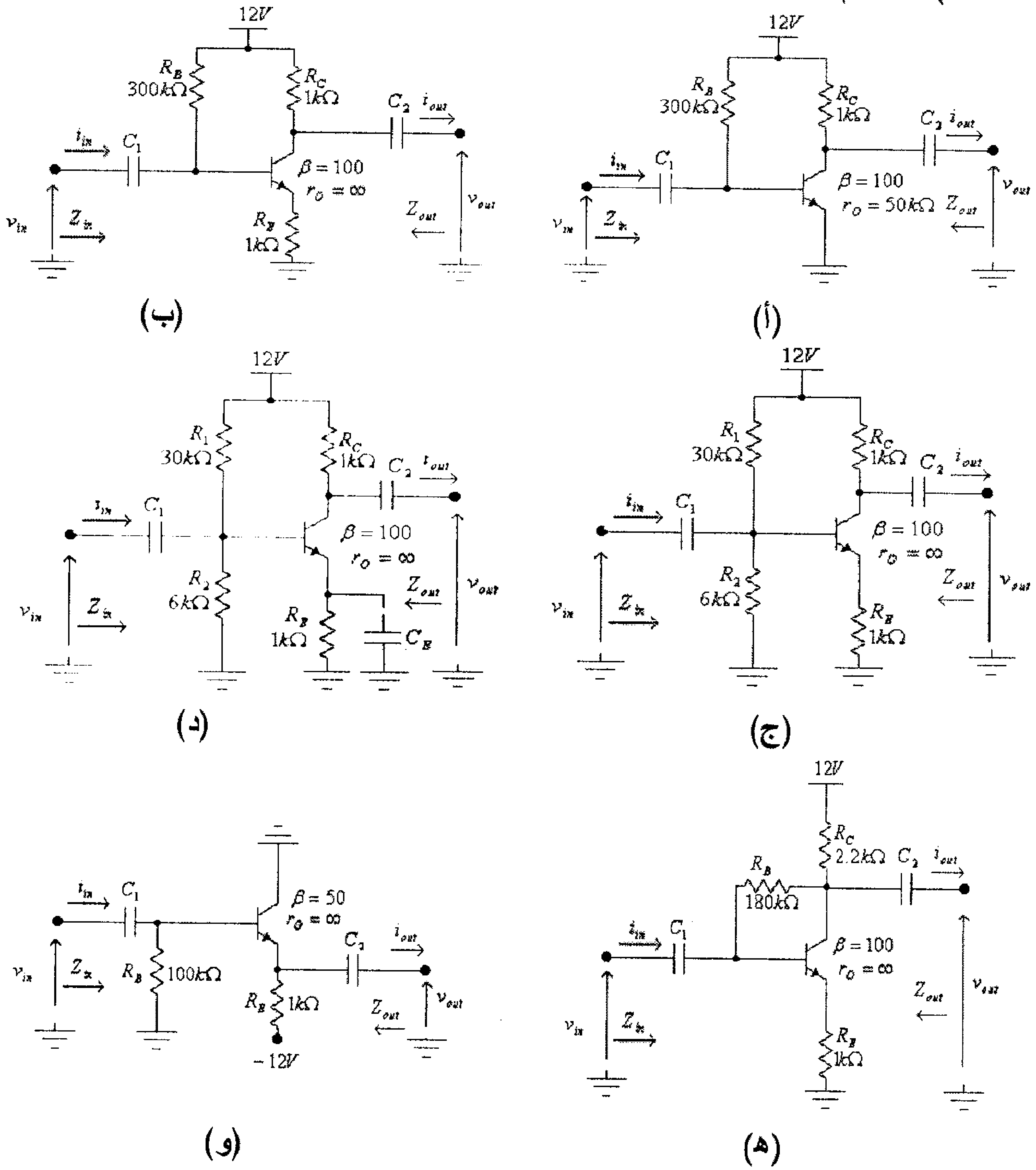
لاحظ أن تسمية هذه الدائرة المكافئة جاءت من إستخدام المعامل R_{mOC} والذي وحدة قياسه هي الأوم (Ω) والذي يسمى *transresistance* .

4.9 تمارين:

1) لكل من دوائر التضخيم المبينة أدناه:

أ) أوجد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO} .

ب) أرسم الدائرة المكافئة لكل من هذه الدوائر.

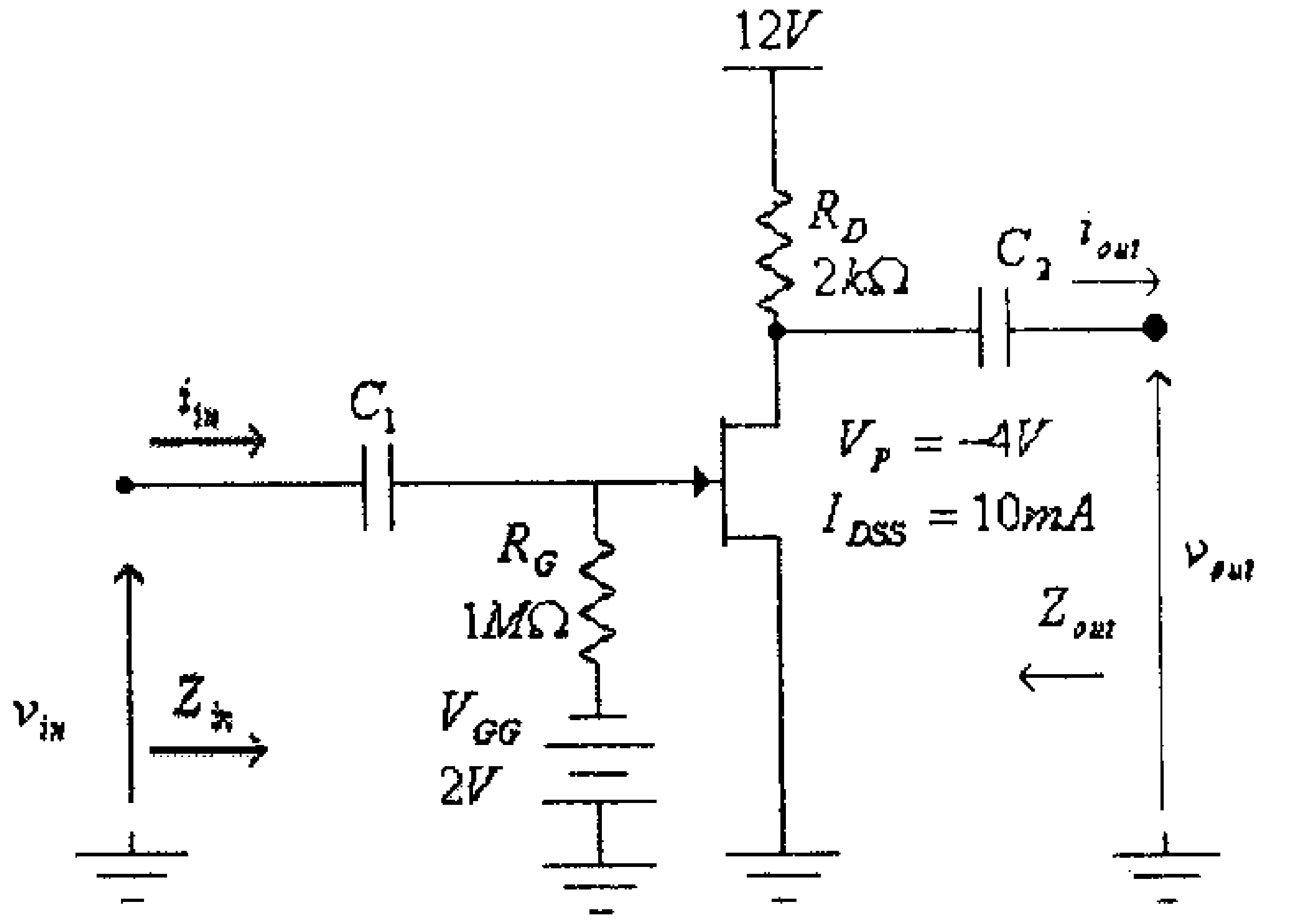


شكل (45)

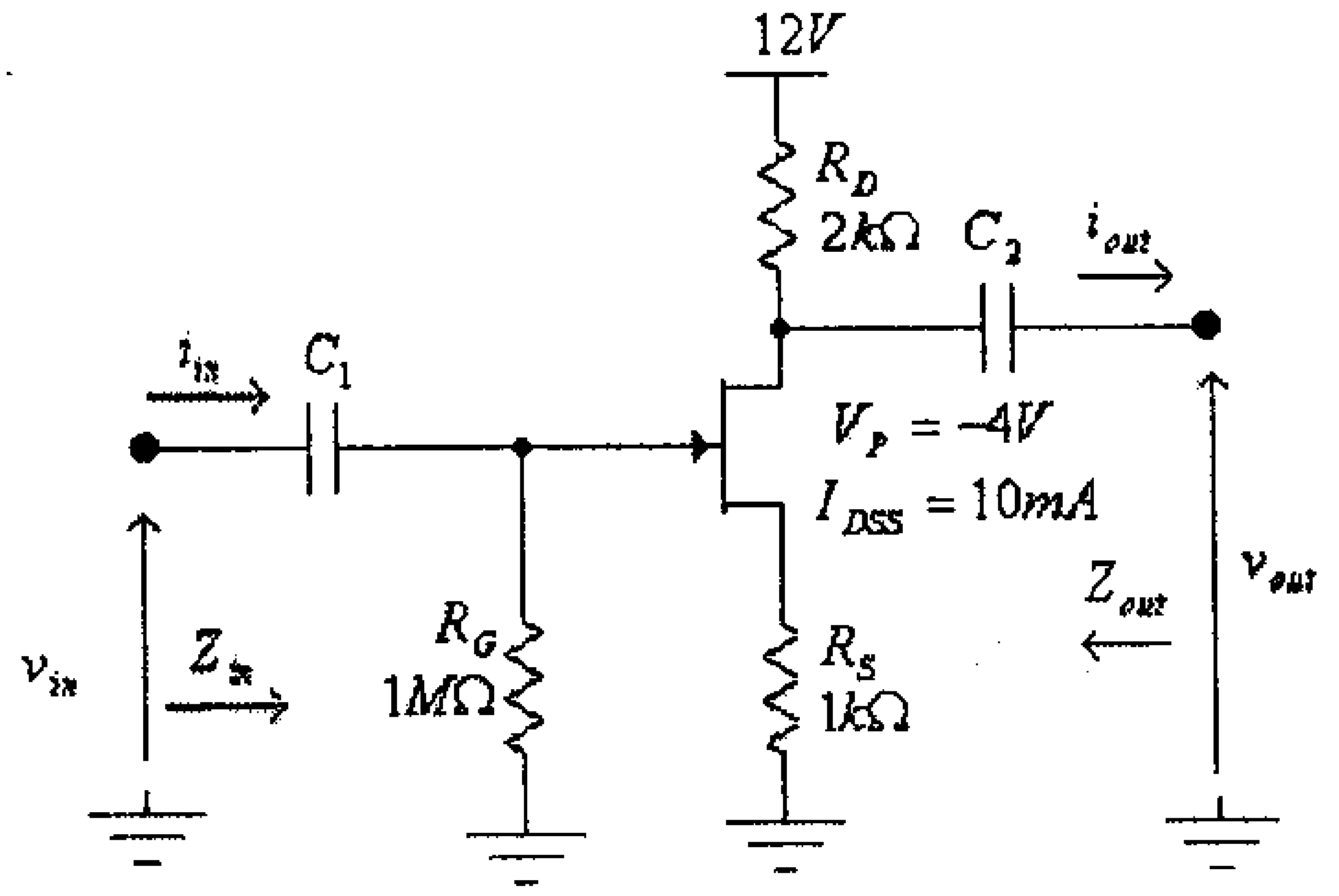
2) لكل من دوائر التضخيم المبينة أدناه:

أ) أوجد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_{VO} .

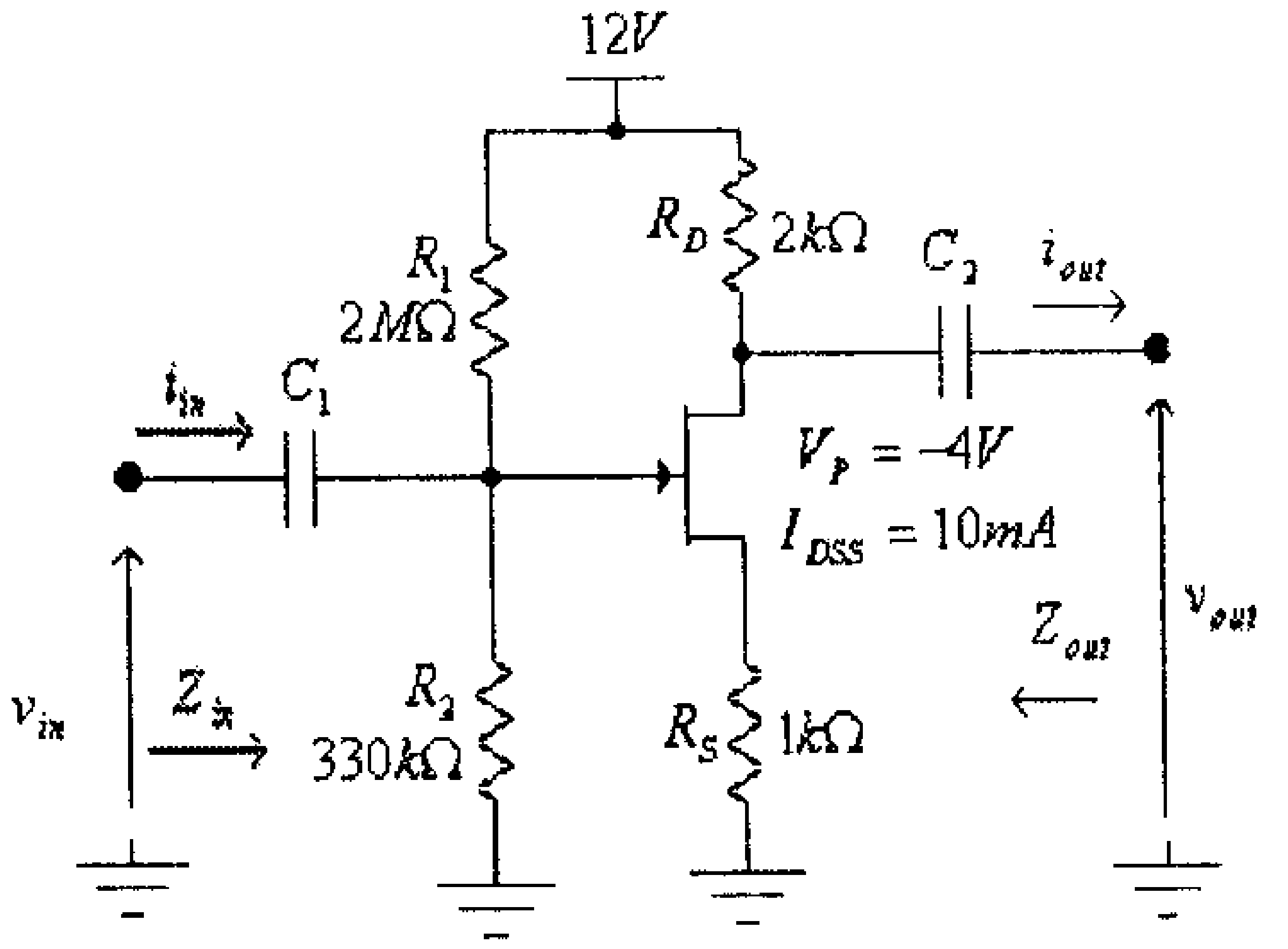
ب) أرسم الدائرة المكافئة لكل من هذه الدوائر.



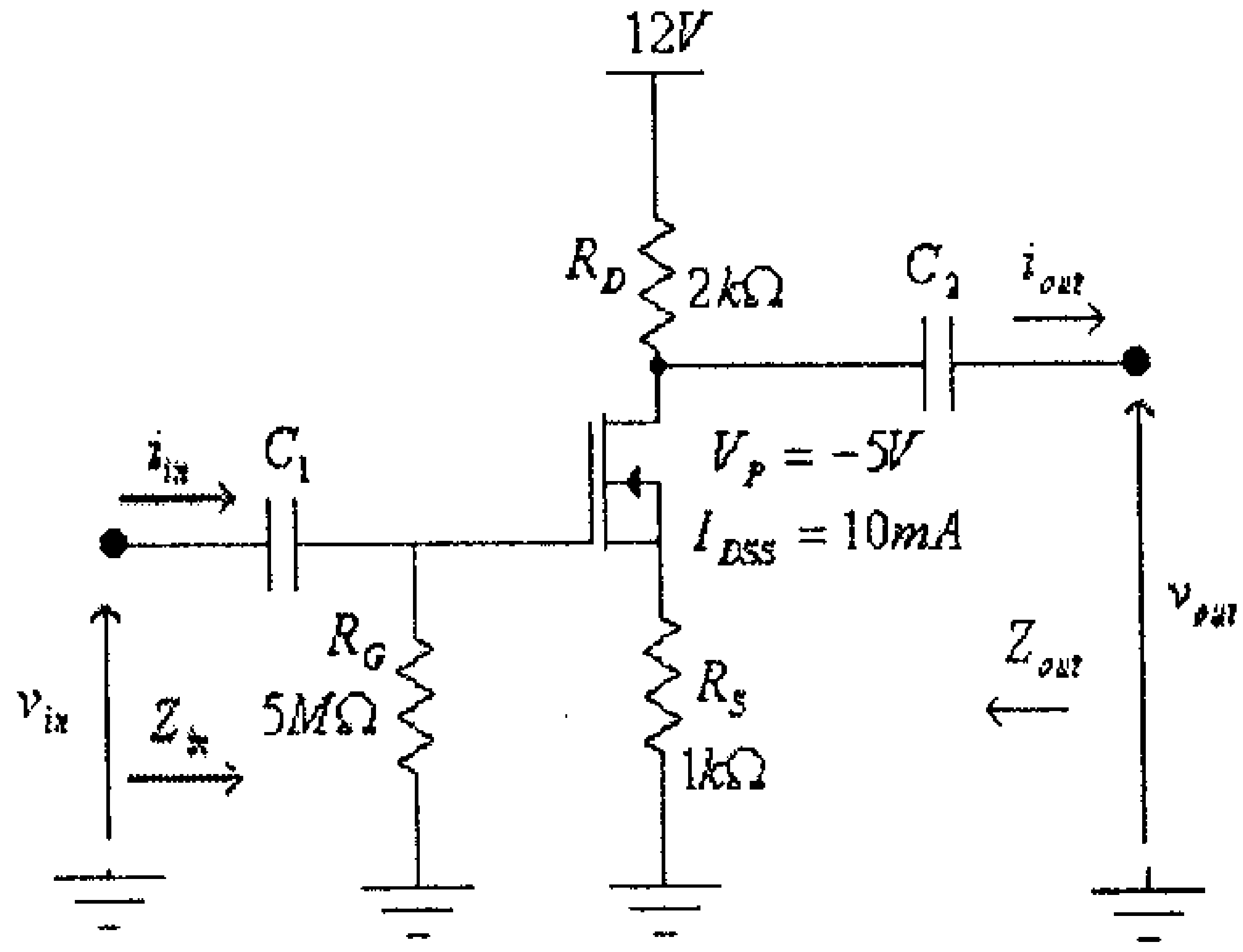
(أ)



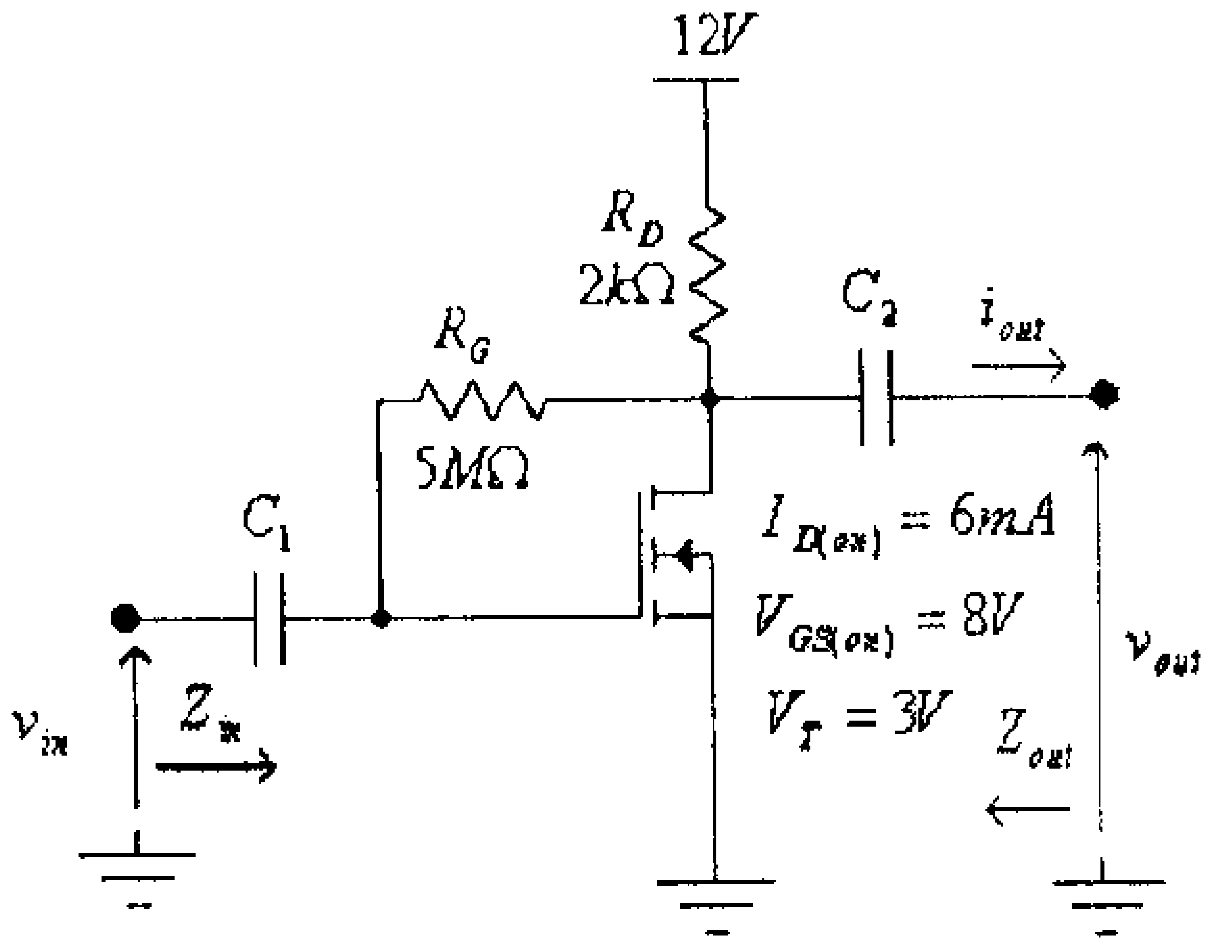
(ب)



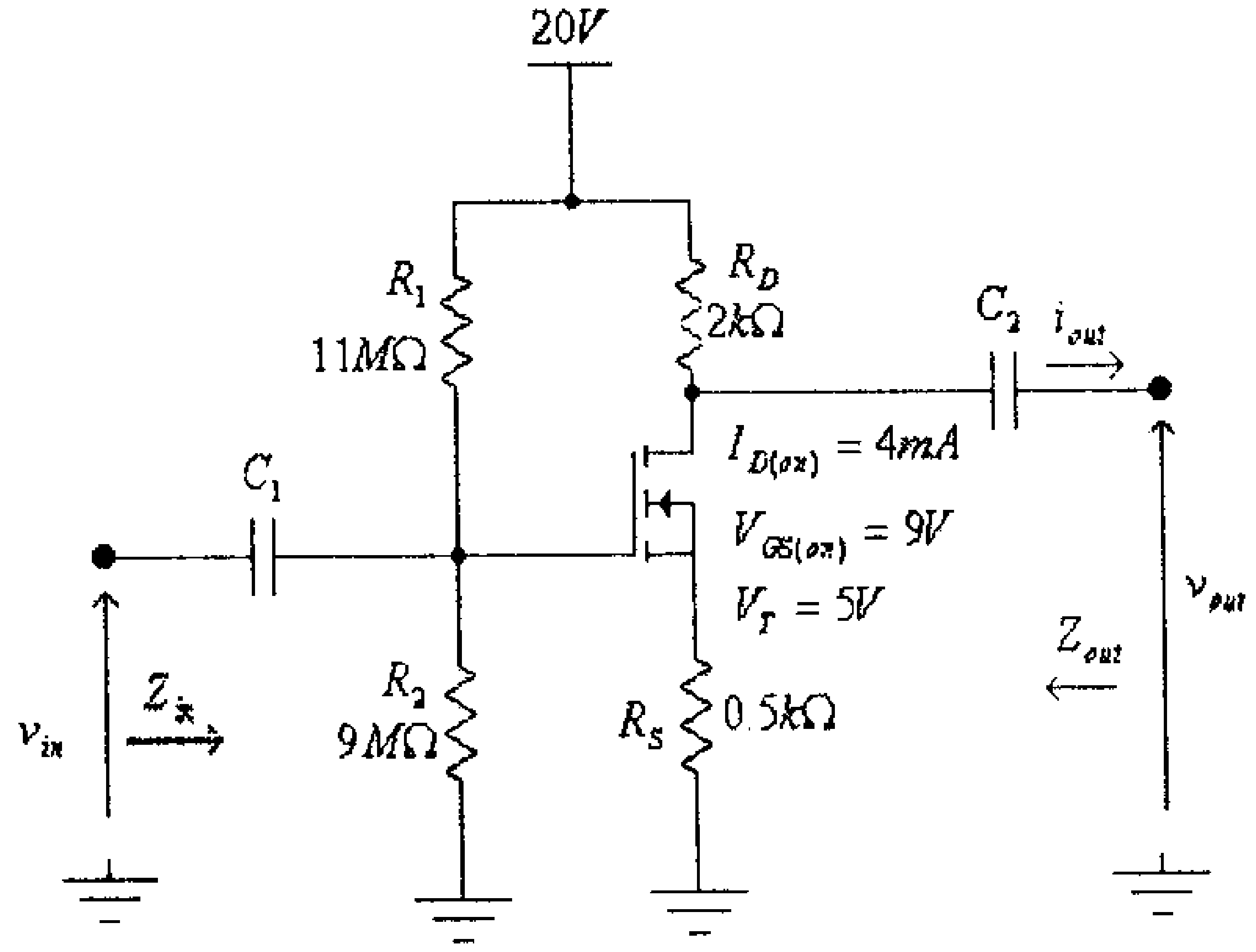
(ج)



(د)



(هـ)



(و)

شكل (46)

3) أوجد معامل تضخيم الفولطية A_V ومعامل تضخيم التيار A_i لكل من الدوائر المبينة في الشكلين 45 و 46 السابقين، في حالة وجود حمل مقاومته 500Ω على مخرج كل من هذه الدوائر.

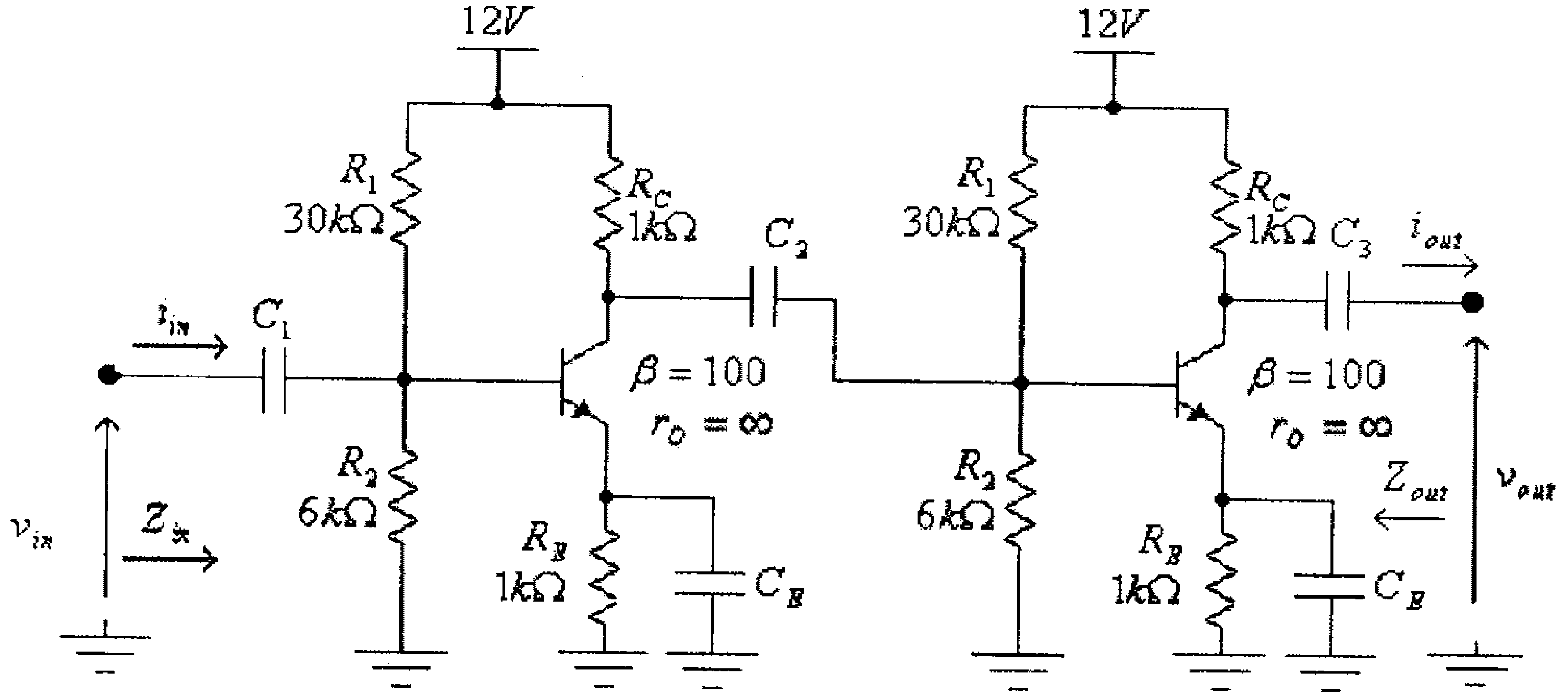
4) أوجد معاملي تضخيم الفولطية A_{VO} و A_{VS} لكل من الدوائر المبينة في الشكلين 45 و 46 السابقين، في حالة وجود مصدر إشارة مقاومته الداخلية 600Ω على مدخل كل من هذه الدوائر.

5) أوجد كلاً من معاملي تضخيم الفولطية A_V و A_{VS} وكذلك ومعامل تضخيم التيار A_i لكل من الدوائر المبينة في الشكلي 46 و 47 السابقين، في حالة وجود حمل مقاومته 500Ω ومصدر إشارة مقاومته الداخلية 600Ω.

6) لدائرة التضخيم المبينة أدناه:

أ) أوجد قيمة كل من Z_{in}، Z_O و A_{VO}.

ب) أرسم الدائرة المكافئة لهذه الدائرة.

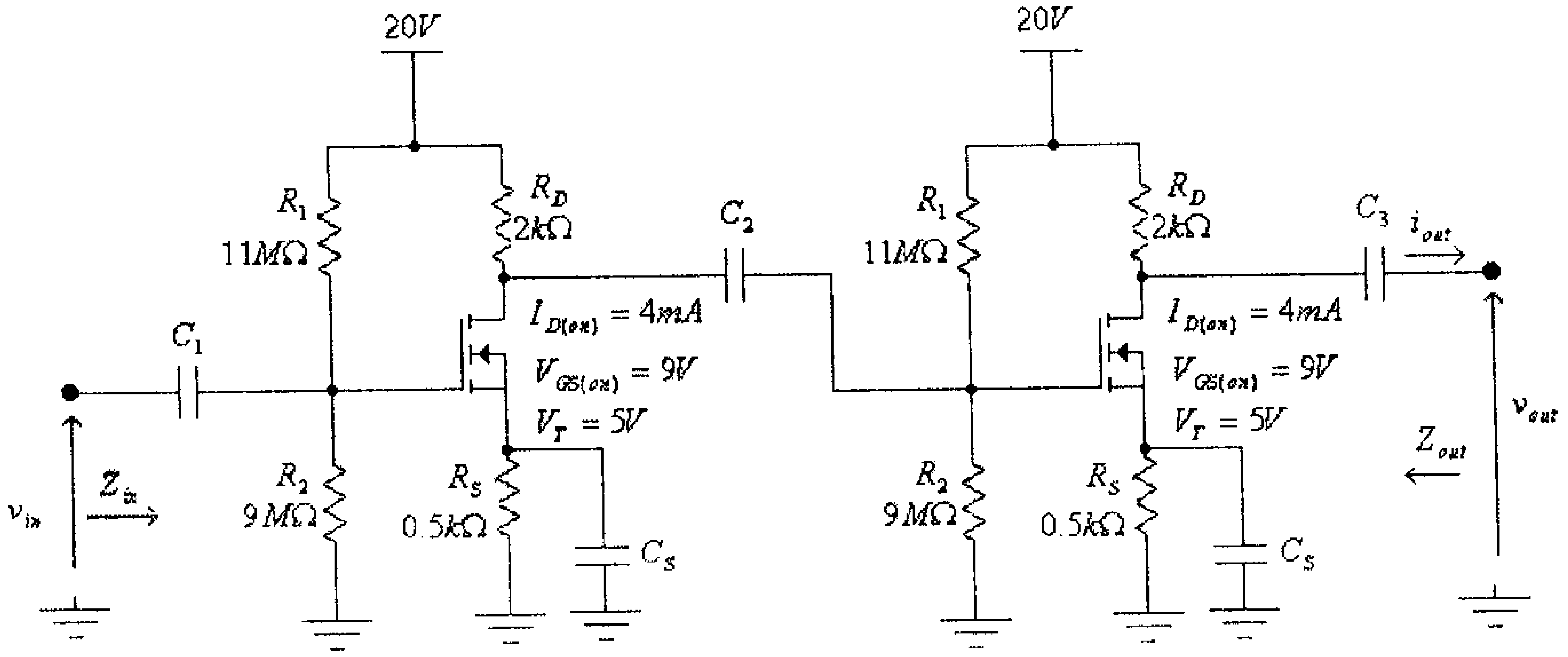


شكل (47)

7) لدائرة التضخيم المبينة أدناه:

أ) أوجد قيمة كل من Z_{in}، Z_O و A_{VO}.

ب) أرسم الدائرة المكافئة لهذه الدائرة.



شكل (48)

8) المضخمان A و B والمبينة مواصفاتهما في الجدول أدناه، موصولان على التسلسل ليضخما إشارة المصدر v_S وبحيث يحققان أعلى معامل تضخيم للفولطية $A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S}$، أوجد قيمة الممانعة المدخلية والممانعة المخرجية ومعامل التضخيم A_{vs}، إذا علمت أن المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة تساوي 600Ω.

المضخم	الممانعة المدخلية	الممانعة المخرجية	معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل
A	$1M\Omega$	20Ω	500
B	$3k\Omega$	400Ω	100

الوحدة الخامسة

الاستجابة التردية للمضخمات

الوحدة الخامسة

الإستجابة الترددية للمضخمات

5.1 مدخل

لاحظت في الوحدات السابقة أنه وعند دراسة دوائر التضخيم المختلفة فإنه قد تم إفتراض أن تردد الإشارة المدخلية مرتفعاً بشكل كافي ليتم إعتبار ممانعة كل من المكثفات الموجودة في دوائر التضخيم صغيرة مقارنة مع باقي قيم المقاومات في هذه الدوائر، وبالتالي فإن هذا الإفتراض سمح لنا بإهمال تأثير هذه المكثفات وإستبدال كل منها بدارة قصر (short circuit) عند بناء الدوائر المكافئة للتيار المتردد لدوائر التضخيم.

وفي الوحدات السابقة كذلك لم يؤخذ بعين الإعتبار تأثير التردد على عمل الترانزيستور في هذه المضخمات، حيث تم إفتراض أن مواصفات الترانزيستور وطريقة عمله لا تتأثر بتردد الإشارة التي يقوم بتضخيمها. فمثلاً تم إفتراض أن معامل تضخيم التيار (β) للترانزيستور ثنائي القطبية يبقى ثابتاً ولا يتغير بتغير التردد، وهذا الإفتراض صحيح عند قيم الترددات المنخفضة نسبياً والتي تسمح لنا بإهمال تأثير المواسعات (capacitances) الموجودة بين طبقات الترانزيستور المختلفة.

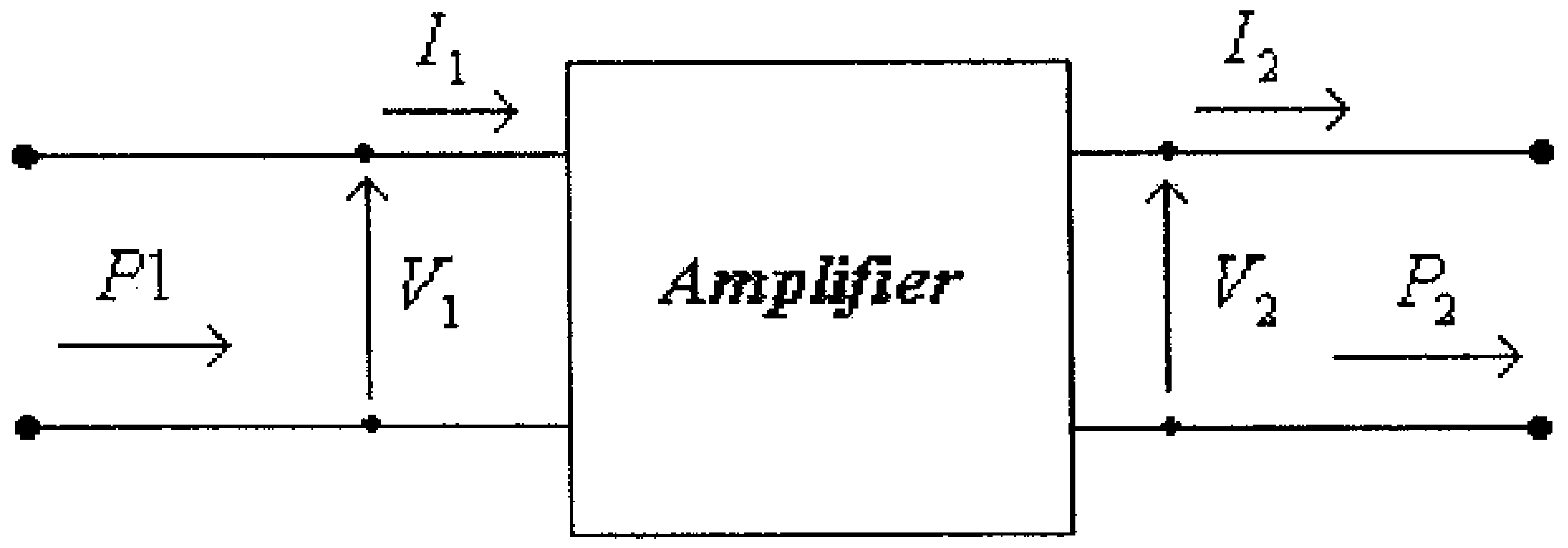
في هذه الوحدة سنقوم بدراسة تأثير تردد الإشارة المدخلية على دوائر التضخيم المبنية باستخدام ترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال.

وحتى تصبح دراستنا مكتملة لهذا الموضوع فإنه لا بد بدايةً من التطرق الى بعض التعريفات الهامة والضرورية مثل الوحدة اللوغاريتمية التي تستخدم لقياس مستوى الإشارات الكهربائية والتي تسمى الديسيبل (Decibel)، والرسم البياني الذي يبين العلاقة بين التضخيم والتردد والذي يسمى منحنى (Bode) ، وغيرها .

5.2 الديسيبل (The Decibel)

الديسيبل (decibel) وحدة لوغاريتمية تستخدم لقياس مستوى الإشارات الكهربائية أو لقياس الكسب (gain) للمضخمات والدارات الالكترونية المختلفة. ففي دائرة التضخيم المبينة في الشكل التالي فإذا كانت قدرة الإشارة المدخلية هي P_1 وقدرة الإشارة المخرجية P_2، فإن كسب القدرة لهذه الدائرة مقاساً بوحدة الديسيبل يعرف بأنه:

$$G_{dB} = 10.\log\frac{P_2}{P1} = 10.\log(A_P)$$



شكل (1)

حيث: $A_P = \frac{P_2}{P_1}$ هو معامل تضخيم القدرة.

وعادة ما يتم التعبير عن الكسب بالديسيبل عندما تكون قيمة القدرة المدخلية P_1 تساوي $1mW$، في هذه الحالة، وللدلالة على ذلك، فإنه يعبر عن الكسب بـــ G_{dBm}، أي أن:

$$G_{dBm} = 10.\log\frac{P_2}{1mW}$$

ولمّا كانت القدرة المدخلية لأي دائرة الكترونية تتناسب طردياً مع مربع الفولطية المدخلية لهذه الدائرة، والقدرة المخرجية تتناسب طردياً مع مربع الفولطية المخرجية لها، فإن كسب الفولطية مقاساً بالديسيبل يعبر عنه بـــ:

$$G_{dB} = 10.\log\frac{P_2}{P1} = 10.\log\frac{V_2^2}{V_1^2} = 10.\log\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2$$

$$G_{dB} = 20.\log\frac{V_2}{V_1} = 20.\log(A_V)$$

حيث: $A_V = \frac{V_2}{V_1}$ هو معامل تضخيم الفولطية.

وحيث أن معامل تضخيم الفولطية الكلي لمجموعة من المضخمات الموصولة على التسلسل يساوي حاصل ضرب معامل تضخيم الفولطية لكل منها، أي أن:

$$A_V = A_{V1}.A_{V2}.A_{V3}....A_{Vn}$$

حيث:

A_V - معامل تضخيم الفولطية الكلي للمضخمات الموصولة على التسلسل.

A_{V1} - معامل تضخيم الفولطية للمضخم الأول، A_{V2} معامل تضخيم الفولطية للمضخم الثاني...وهكذا.

فإن كسب الفولطية الكلي لمجموعة من المضخمات الموصولة على التسلسل هو:

$$\begin{aligned} G_{dB} &= 20.\log(A_V) = 20.\log(A_{V1}.A_{V2}.A_{V3}....A_{Vn}) \\ &= 20.\log(A_{V1}) + 20.\log(A_{V2}) + 20.\log(A_{V3}) + ... + 20.\log(A_{Vn}) \end{aligned}$$

أي أن:

$$G_{dB} = G_{dB1} + G_{dB2} + G_{dB3} + ... + G_{dBn}$$

أي أن الكسب الكلي لمجموعة المضخمات الموصولة على التسلسل مقاساً بالديسيبل يساوي مجموع الكسب لكل من هذه المضخمات.

مثال (1):

إذا كان معامل تضخيم الفولطيـــة لمـــضخم هـــو 1، 2، 10، 100، 1000 و 10000 على التوالى، أوجد مقدار كسب الفولطية لهذا المضخم مقاساً بالديسيبل.

الحل: كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_{dB} = 20.\log(A_V)$$

- عند $A_V = 1$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20.\log(A_V) = 20.\log(1) = 0$$

- عند $A_V = 2$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20.\log(A_V) = 20.\log(2) = 6$$

- عند $A_V = 10$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20.\log(A_V) = 20.\log(10) = 20$$

- عند $A_V = 100$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20.\log(A_V) = 20.\log(100) = 40$$

- عند $A_V = 1000$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20.\log(A_V) = 20.\log(1000) = 60$$

- عند $A_V = 10000$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20.\log(A_V) = 20.\log(10000) = 80$$

مثال (2):

إذا كان معامل تضخيم القدرة لمضخم هو 1، 2، 10، 100، 1000 و 10000 على التوالى، أوجد مقدار كسب القدرة لهذا المضخم مقاساً بالديسيبل.

الحل:

كسب القدرة بالديسيبل هو:

$$G_{dB} = 10.\log(A_P)$$

- عند $A_P = 1$ ، فإن:

$$G_{dB} = 10.\log(A_P) = 10.\log(1) = 0$$

- عند $A_P = 2$ ، فإن:

$$G_{dB} = 10.\log(A_P) = 10.\log(2) = 3$$

- عند $A_P = 10$ ، فإن:

$$G_{dB} = 10.\log(A_P) = 10.\log(10) = 10$$

- عند $A_P = 100$ ، فإن:

$$G_{dB} = 10.\log(A_P) = 10.\log(100) = 20$$

- عند $A_P = 1000$ ، فإن:

$$G_{dB} = 10.\log(A_P) = 10.\log(1000) = 30$$

- عند $A_P = 10000$ ، فإن:

$$G_{dB} = 10.\log(A_P) = 10.\log(10000) = 40$$

مثال (3):

مضخم فولطية مكون من مرحلتين موصولتين على التسلسل معامــل تــضخيم الفولطية لهما هو 2 و 10 على التوالي، أوجد مقدار كسب الفولطية بالديــسيبل لهذا المضخم.

الحل:

كسب الفولطية للمرحلة الأولى بالديسيبل هو:

$$G_{dB1} = 20.\log(A_V) = 20.\log(2) = 6$$

كسب الفولطية للمرحلة الثانية بالديسيبل هو:

$$G_{dB2} = 20.\log(A_V) = 20.\log(10) = 20$$

الكسب الكلي للمضخم بالديسيبل هو:

$$G_{dB} = G_{dB1} + G_{dB2} = 6 + 20 = 26$$

ومن المعادلة:

$$G_{dB} = 20.\log(A_V)$$

نجد أن معامل تضخيم الفولطية A_V هو:

$$A_V = 10^{\frac{G_{dB}}{20}} = 10^{\frac{26}{20}} = 10^{1.3} = 20$$

مثال (4):

أذا كانت القدرة المدخلية لمضخم تساوي $2.5\mu W$ والقيمــة الفعالــة لفولطيــة الإشارة المدخلية تساوي $50mV$، والقدرة المخرجية لهذا المضخم تساوي $5W$ ومقاومة الحمل الموصول على مخرج هذا المضخم تساوي 80Ω أوجد:

أ) معامل كسب القدرة لهذا المضخم بالديسيبل.

ب) الفولطية المخرجية للمضخم.

ج) معامل كسب الفولطية بالديسيبل.

د) المقاومة المدخلية للمضخم.

الحل:

أ) معامل كسب القدرة لهذا المضخم بالديسيبل هو:

$$G_{dB} = 10.\log(\frac{P_2}{P_1}) = 10.\log(\frac{5}{2.5x10^{-6}}) = 63$$

ب) القدرة المخرجية للمضخم هي:

$$P_2 = \frac{V_{out}^2}{R_L}$$

ومنها نجد أن القيمة الفعالة للفولطية المخرجية للمضخم هي:

$$V_{out} = \sqrt{P_2.R_L} = \sqrt{5x80} = 20V$$

ج) معامل كسب الفولطية لهذا المضخم بالديسيبل هي:

$$G_{dB} = 20.\log(\frac{V_{out}}{V_{in}}) = 20.\log(\frac{20}{50x10^{-3}}) = 52.04$$

د) القدرة المدخلية للمضخم هي:

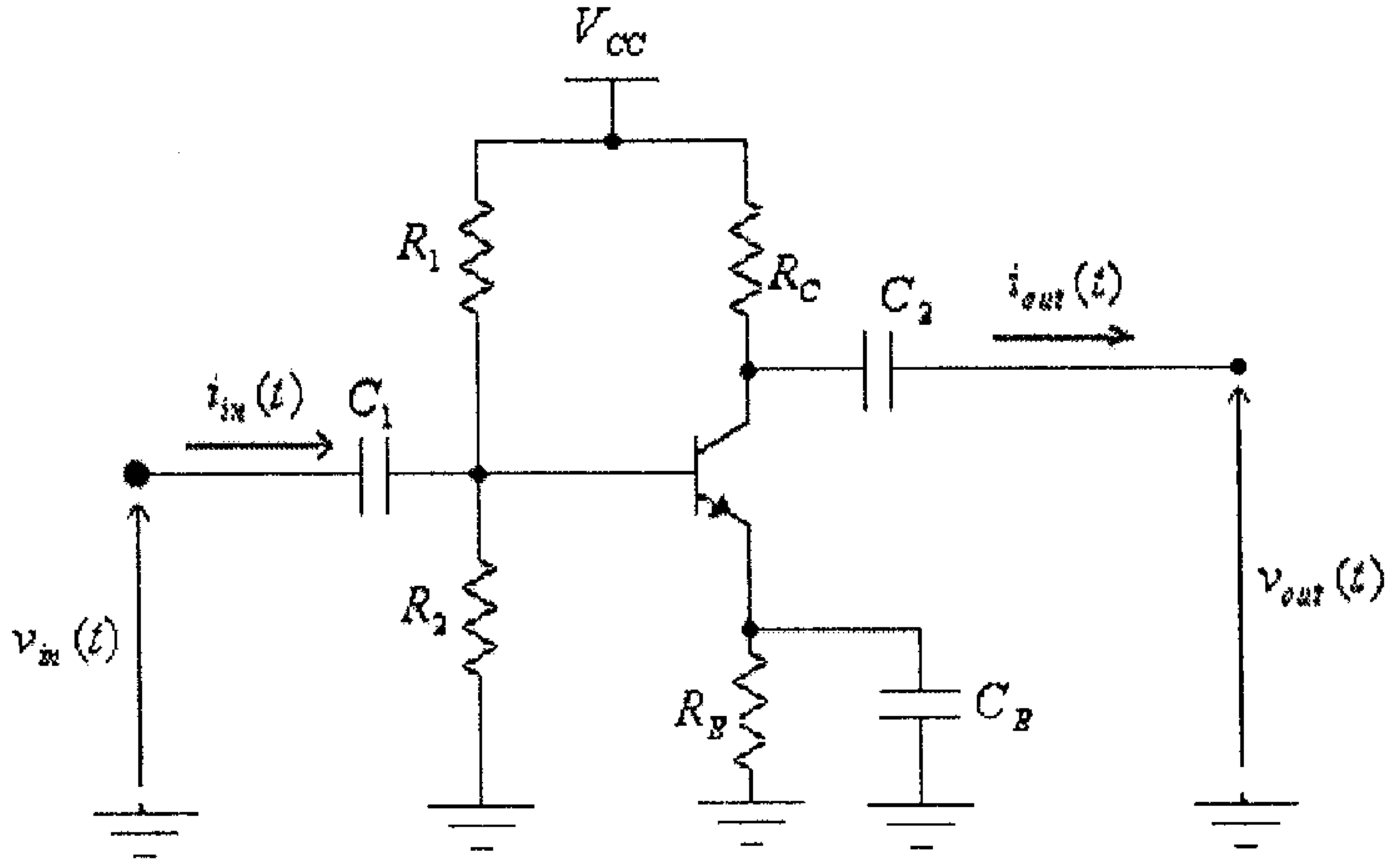
$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_{in}}$$

ومنها نجد أن المقاومة المدخلية للمضخم هي:

$$R_{in} = \frac{V_{in}^2}{P_{in}} = \frac{(50x10^{-3})^2}{2.5x10^{-6}} = 1000\Omega = 1k\Omega$$

5.3 تاثير التردد على عمل المضخم

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بانحياز مجزىء الفولطية.



شكل (2)

يلاحظ في هذه الدائرة أن ممانعة كل من المكثفات C_1، C_2 و C_E تتغير بتغير تردد الإشارة المدخلية، حيث تزداد ممانعة كل من هذه المكثفات بنقصان تردد الإشارة المدخلية، وبالتالي فإنه بنقصان تردد الإشارة المدخلية:

أ) تزداد ممانعة المكثف C_1 مما يؤدي الى نقصان القيمة المترددة للتيار المدخلي، $i_{in}(t)$.

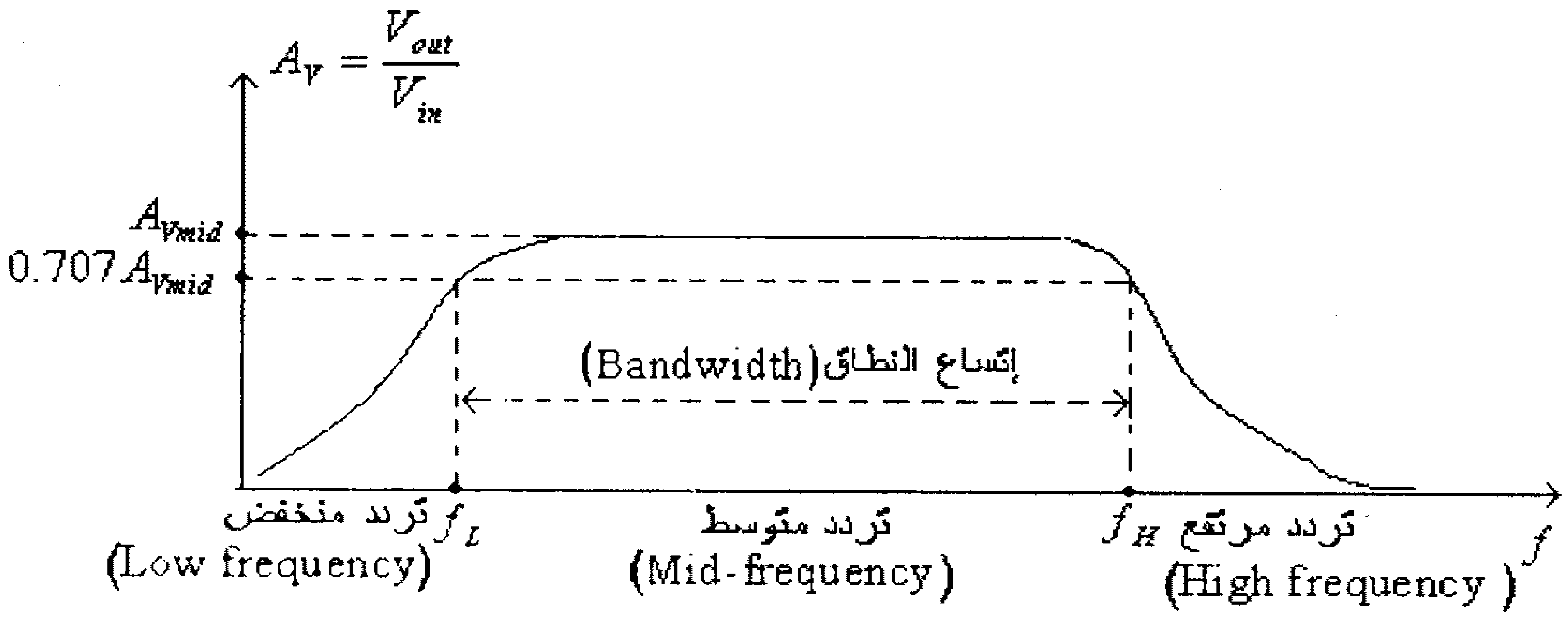
ب) تزداد ممانعة المكثف C_E مما يؤدي الى نقصان معامل تكبير الفولطية في حالة اللاحمل، A_{VO}، للمضخم.

ج) تزداد ممانعة المكثف C_2 مما يؤدي الى زيادة الممانعة المخرجية للمضخم.

كل ما ذُكر أعلاه يؤدي الى نقصان الفولطية المخرجية للمضخم، حتى أنه وعندما يكون تردد الإشارة المدخلية يساوي صفراً فإن ممانعة كل من هذه المكثفات تصبح مساويةً مالانهاية وقيمة فولطية الإشارة المخرجية تصبح صفراً.

وعند قيم مرتفعة لتردد الإشارة المدخلية وبالرغم من نقصان ممانعة كل من المكثفات C_1، C_2 و C_E إلا أن فولطية الإشارة المخرجية للمضخم تنقص وذلك بسبب نقصان معامل تضخيم التيار للترانزيستور (β) والمكثفات المكافئة الموجودة بين أطراف الترانزيستور والتوصيلات المعدنية للدائرة والتي تسمى (stray capacitances).

مما سبق شرحه فإن الشكل التالي يبين العلاقة بين معامل التضخيم للمضخم وتردد الإشارة المدخلية.



شكل (3)

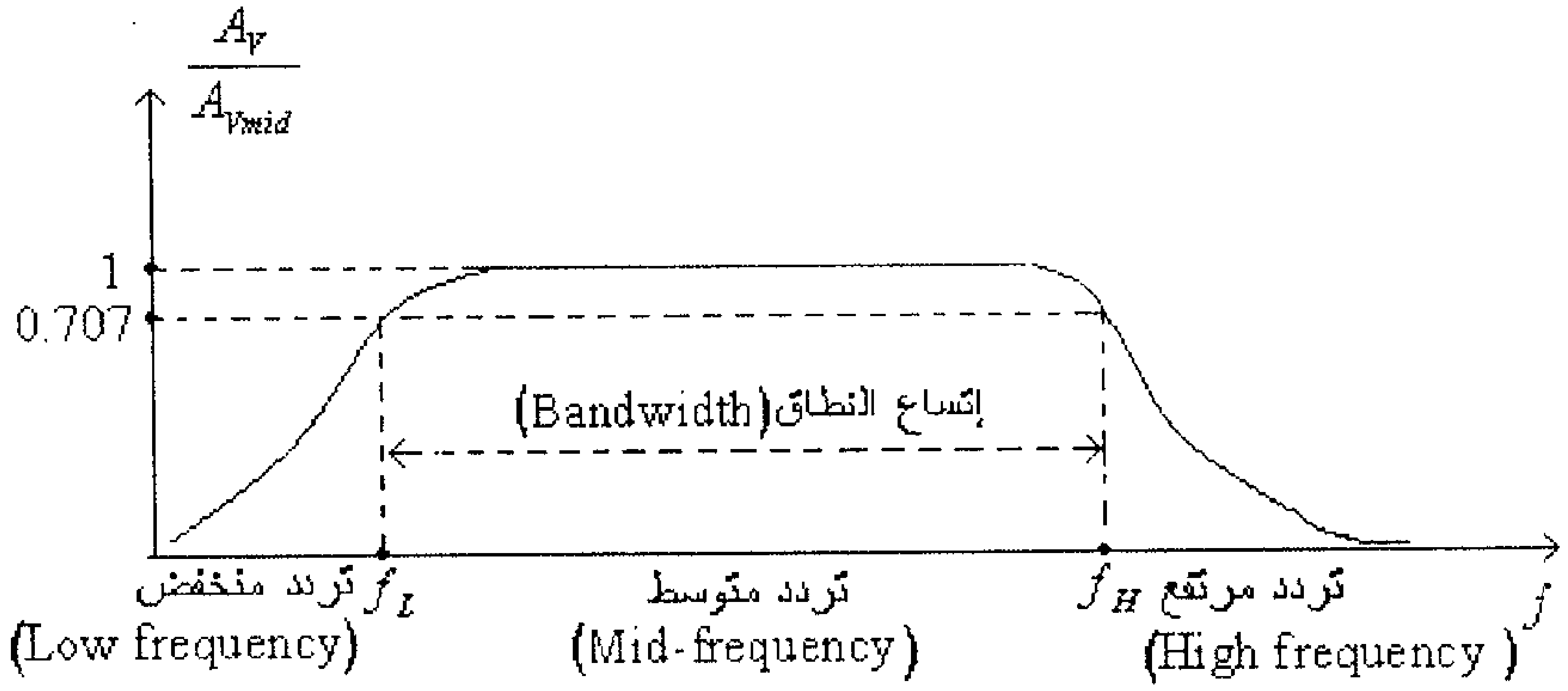
لاحظ في هذا الشكل أن الترددين f_L و f_H هما الترددين الذي يصبح عندهما معامل التضخيم مساوياً للقيمة $\frac{1}{\sqrt{2}}$ من قيمته العظمى (A_{Vmid})، أي أنه عند هذين الترددين تصبح القيمة الفعالة للفولطية المخرجية للمضخم مساوية للقيمة $\frac{1}{\sqrt{2}}$ من قيمتها العظمى ، أي أنه أيضاً عند هذين الترددين تصبح القدرة المخرجية للمضخم مساويةً لنصف القدرة العظمى التي يمكن للمضخم تزويدها للحمل. (تذكر أن القدرة التي يزودها المضخم للحمل تتناسب طردياً مع مربع الفولطية على مخرج المضخم).

ومما يجب ذكره أن التردد f_L يسمى تردد القطع للترددات المنخفضة (low-frequency cutoff) والتردد f_H يسمى تردد القطع للترددات المرتفعة (high-frequency cutoff) وإتساع النطاق (bandwidth) هو الفرق بين الترددين f_H و f_L، أن:

$$bandwidth(BW) = f_H - f_L$$

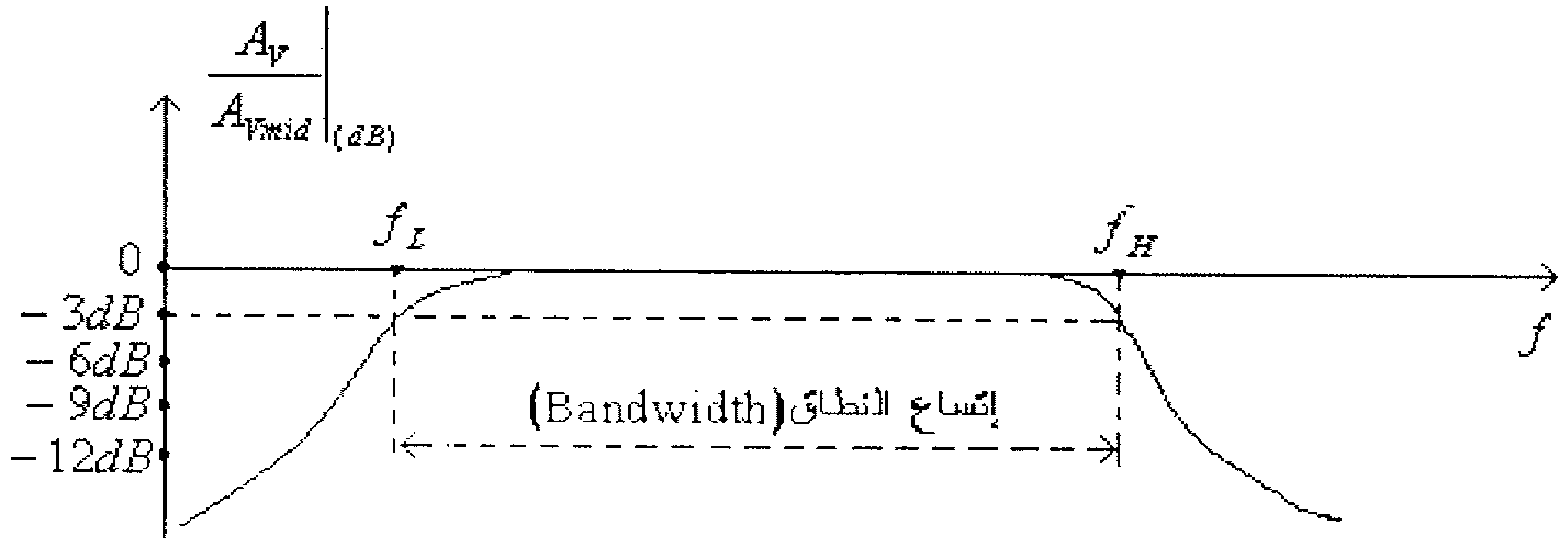
لاحظ أنه وفي الكثير من التطبيقات، ولأن إتساع النطاق كبيرٌ جداً، وحتى تسهل قرأة المعطيات في المحور الأفقي، فإن وحدات هذا المحور تكون لوغاريتم التردد ($\log(f)$) وليس التردد (f).

وفي بعض التطبيقات أيضاً، وللتعبير عن العلاقة بين معامل التضخيم، A_V، والتردد فإنه وبدلاً من إستخدام القيمة العددية لمعامل التضخيم تستخدم القيمة المعيارية (normalized value) والتي هي النسبة بين قيمة معامل التضخيم عند تردد معين وقيمته العظمى، وبتطبيق ذلك على العلاقة المبينة بالشكل (3) السابق فإن العلاقة بين القيمة المعيارية لمعامل التضخيم والتردد تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (4)

وفي بعض تطبيقات هندسة الإتصالات فإنه يتم التعبير عن القيمة المعيارية لمعامل التضخيم باستخدام الديسيبل، أي تستبدل القيمة في المحور العامودي ($\frac{A_V}{A_{Vmid}}$) من الرسم السابق بالقيمة $20.\log\left(\frac{A_V}{A_{Vmid}}\right)$، لتصبح العلاقة بين القيمة المعيارية لمعامل التضخيم مقاساً بالديسيبل والتردد كما هي مبينة في الشكل التالي.



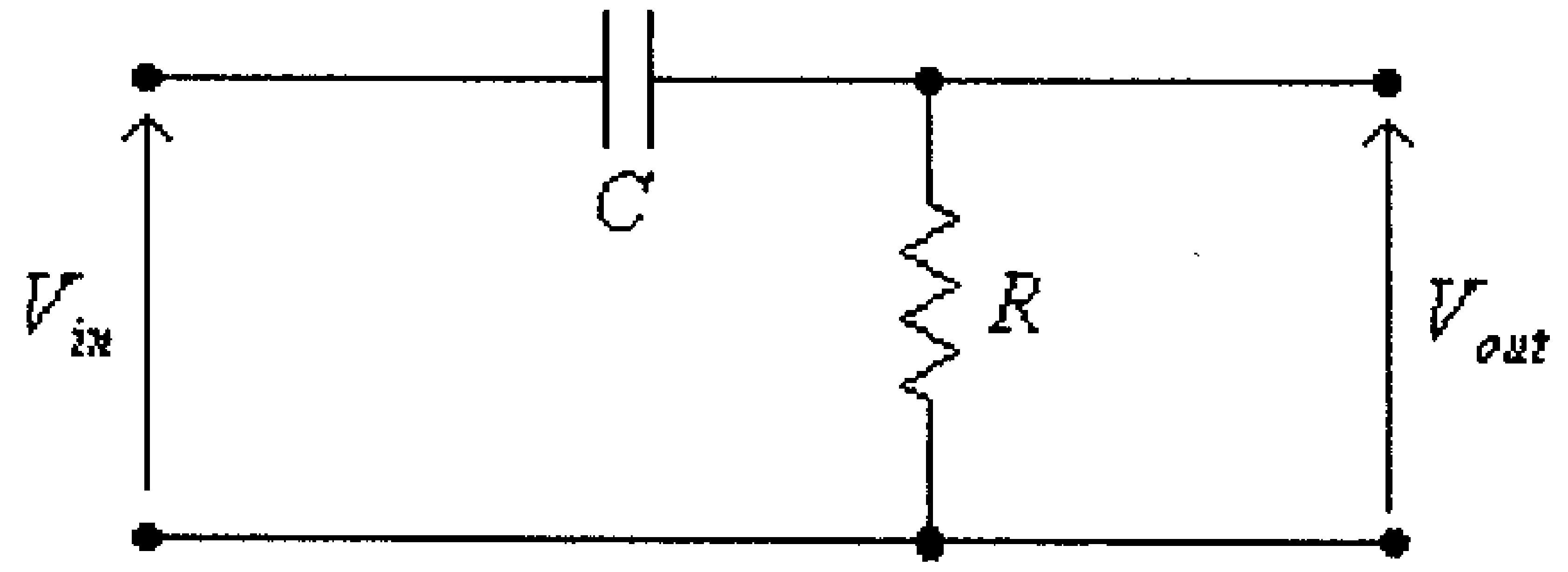
شكل (5)

لاحظ في هذا الشكل أن القيمة العظمى المعيارية لمعامل التضخيم مقاساً بالديسيبل تساوي صفراً وذلك لأن هذه القيمة تساوي $20.\log(1) = 0$، بينما القيمة المعيارية لمعامل التضخيم مقاساً بالديسيبل عند كل من ترددات القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة (أي عند كل من الترددين f_L و f_H) تساوي $20.\log(\frac{1}{\sqrt{2}}) = -3dB$.

5.4 منحنى Bode

منحنى Bode هو رسم بياني للعلاقة بين معامل التضخيم وتردد الإشارة المدخلية. لعلك لاحظت سابقاً، ومن دائرة التضخيم المبينة في شكل (2)، أن كل من المكثفات C_1، C_2 و C_E والمقاومة المكافئة الموصولة مع كل

منها هي التي ستحدد كيفية العلاقة بين معامل التضخيم والتردد، للترددات المنخفضة، لذا فلإستكمال دراسة هذا الموضوع فإننا سنقوم بدراسة الإستجابة الترددية للدائرة المكونة من مكثف موصول مع مقاومة (R-C circuit) ، والمبينة في الشكل التالي.



شكل (6)

في هذه الدائرة:

$$\dot{V}_{out} = \frac{R.\dot{V}_{in}}{R + \dot{X}_C} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

حيث $\dot{V}_{out}$ ، $\dot{V}_{in}$ هما القيم المركبة (complex values) لكل من الفولطيتين المخرجية والمدخلية على التوالي و $\dot{X}_C$ هي ممانعة المكثف.

أي أن:

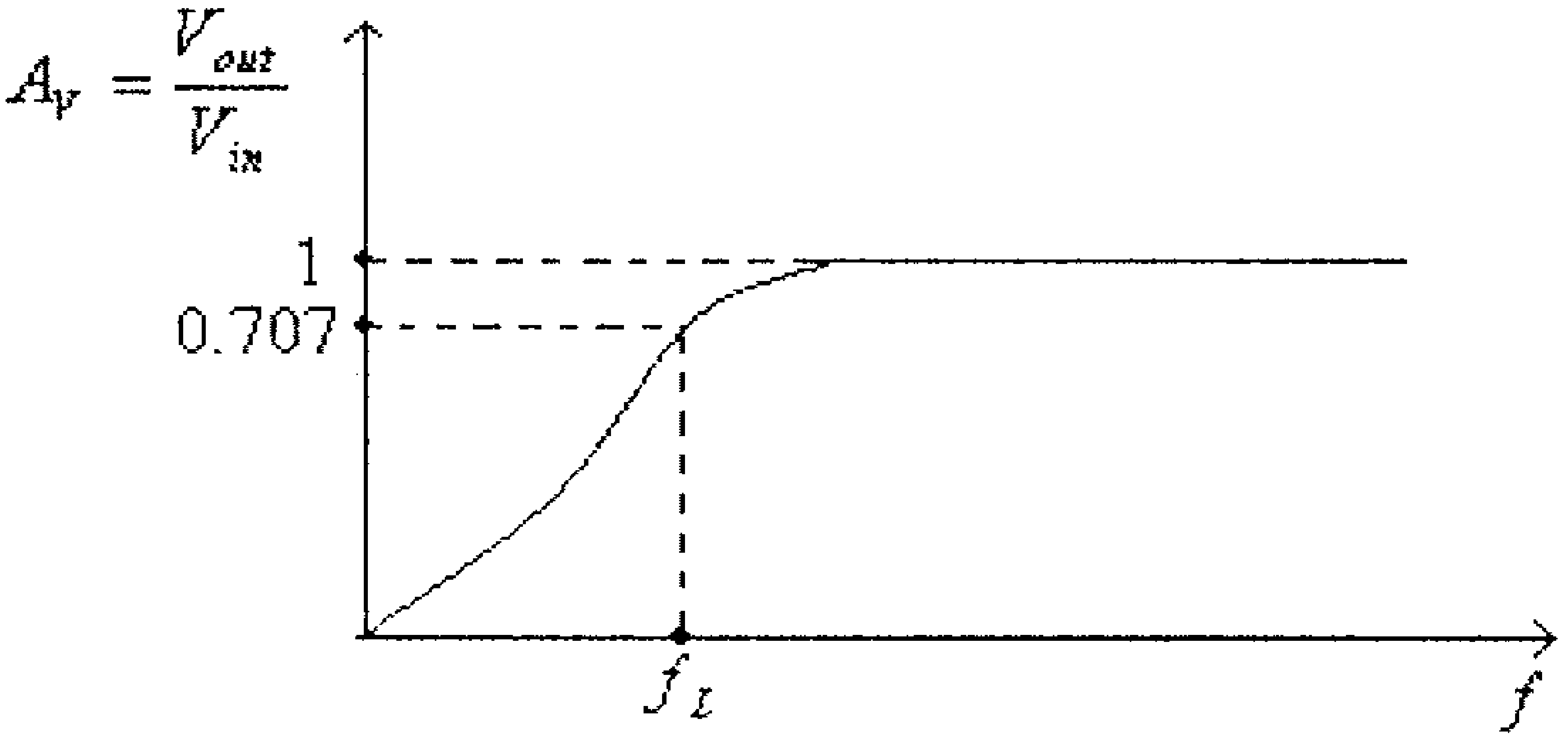
$$V_{out} = \frac{R.V_{in}}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{R.V_{in}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{R.V_{in}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2}} \ldots\ldots(2)$$

حيث V_{out} و V_{in} هما القيم الفعّالة (rms values) لكل من الفولطيتين المخرجية والمدخلية على التوالي و $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$ هي ممانعة المكثف.

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2}} \quad \text{.................................}(3)$$

وهذه المعادلة تعطينا العلاقة بين معامل التضخيم (A_V) والتـــردد (f) لهذه الدائرة، والمبينة في الشكل أدناه.



شكل (7)

مما سبق أعلاه نستنتج أنه:

- عندما تكون قيمة التردد تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر) فإن قيمة A_V تساوي صفراً.
- عندما تكون قيمة التردد كبيرةً جداً فإن قيمة A_V تصبح واحداً.
- عند قيمة التردد f_L ،والذي عنده تصبح ممانعة المكثف ($X_C = \frac{1}{2\pi f_L C}$) مساوية لقيمة المقاومة (R)، أي أنه:

$$X_C = R = \frac{1}{2\pi f_L C}$$

أي، عند تردد:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{..}(4)$$

فإن:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_L C}\right)^2}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + R^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

وقيمة التردد f_L هذه تسمى تردد القطع للترددات المنخفضة.

وحيث أن كسب الفولطية بالديسيبل يعرف على أنه:

$$G_V = 20\log(A_V)$$

فيمكن أن نستنتج أن العلاقة بين كسب الفولطية لهذه الدائرة (بالديسيبل) وتردد الإشارة المدخلية هي كما يلي:

- عندما تكون قيمة التردد تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر) فإن قيمة A_V تساوي صفراً، وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20\log(A_V) = 20\log(0) = -\infty dB$$

- عندما تكون قيمة التردد كبيرةً جداً فإن قيمة A_V تصبح واحداً، وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

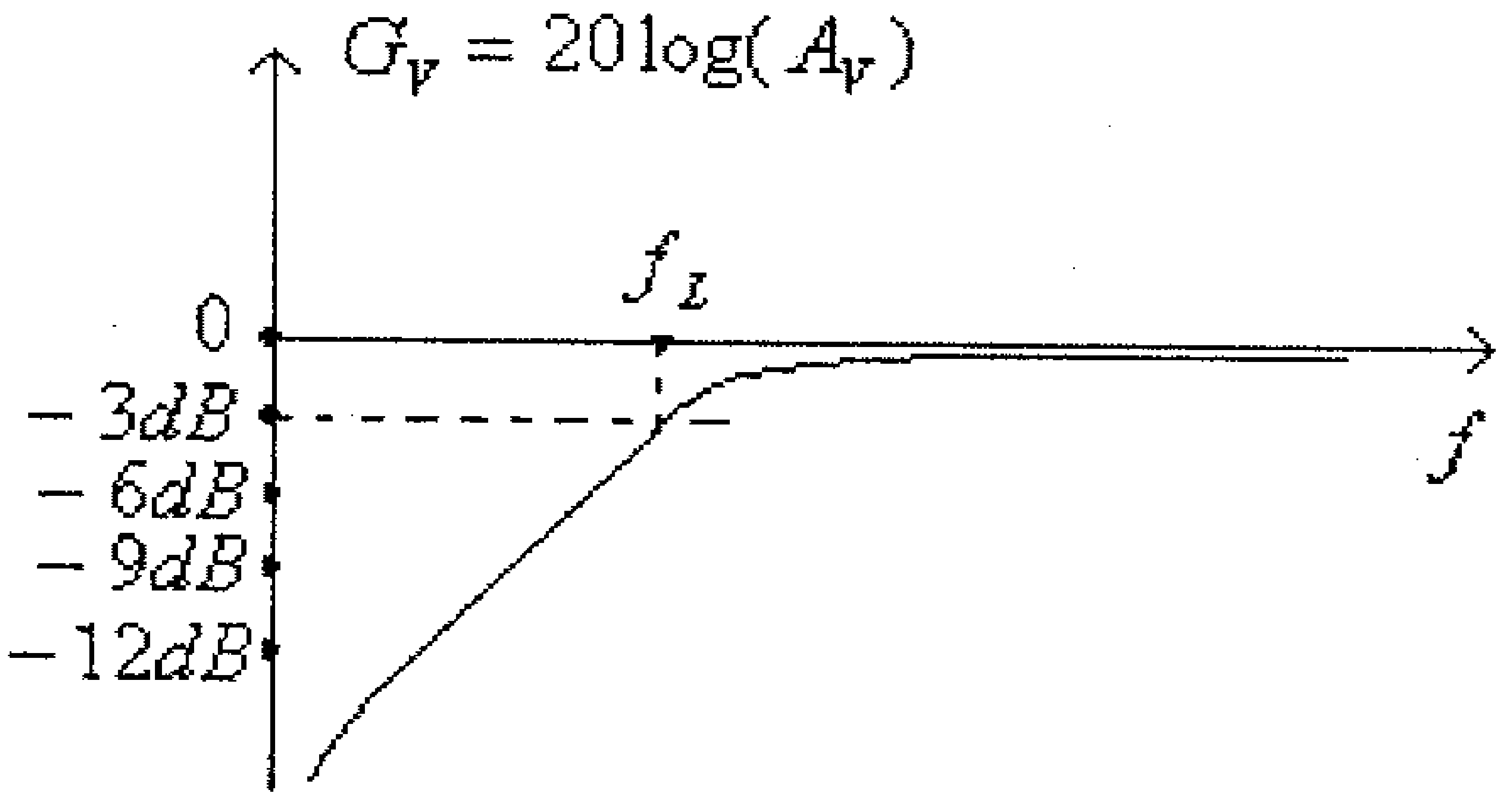
$$G_V = 20\log(A_V) = 20\log(1) = 0dB$$

- عند قيمة التردد f_L (تردد القطع للترددات المنخفضة) فإن قيمة A_V تصبح تساوي $\frac{1}{\sqrt{2}}$

وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20\log(\frac{1}{\sqrt{2}}) = -3dB$$

وهذه العلاقة، (العلاقة بين كسب الفولطية لهذه الدائرة بالديسيبل وتردد الإشارة المدخلية) هي كما في الشكل التالي.



شكل (8)

وبالعودة الى المعادلة رقم (1) السابقة، وهي:

$$\dot{V}_{out} = \frac{R.V_{in}}{R + X_C}$$

نجد أن القيمة المركبة لمعامل التضخيم هي:

$$\dot{A}_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R + X_C} = \frac{R}{R + \dfrac{1}{j(2\pi fC)}} = \frac{R}{R - j\dfrac{1}{2\pi fC}}$$

أي أن:

$$\dot{A}_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R - j\dfrac{1}{2\pi fC}} = \frac{1}{1 - j\dfrac{1}{2\pi fRC}}$$

وباستخدام تعريف التردد f_L (تردد القطع للترددات المنخفضة) وهو:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}$$

نستنتج أن:

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{1}{1 - j\left(\dfrac{f_L}{f}\right)} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن العلاقة بين القيمة العددية لمعامل التـضخيم والتردد هي:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \ (6)$$

من هذه المعادلة أيضاً يمكننا أيجاد العلاقة بين الكسب بالديسيبل والتردد كما يلي:

$$G_V = 20\log(A_V) = 20\log\left(\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2}}\right)$$

$$G_V = 20\log\left[1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} = -10\log\left[1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right] \quad \ldots\ldots\ldots \ (7)$$

وعند الترددات المنخفضة، أي عند $f << f_L$ ، فإن $\frac{f_L}{f} >> 1$ ، وبالتـــالي يمكن تبسيط المعادلة السابقة لتصبح كما يلي:

$$G_V = -10\log\left(\frac{f_L}{f}\right)^2 = -20\log\left(\frac{f_L}{f}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (8)$$

وهذه المعادلة تعطينا إمكانية رسم العلاقة بين الكسب بالديسيبل والتــردد لهذه الدائرة بسهولة، فمن هذه المعادلة نستنتج أنه:

- عند $f = f_L$ ، فإن:

$$G_V = -20\log\left(\frac{f_L}{f}\right) = -20\log(1) = 0dB$$

- عند $f = \frac{1}{2} f_L$ ، فإن:

$$G_V = -20\log\left(\frac{f_L}{f}\right) = -20\log(2) = -6dB$$

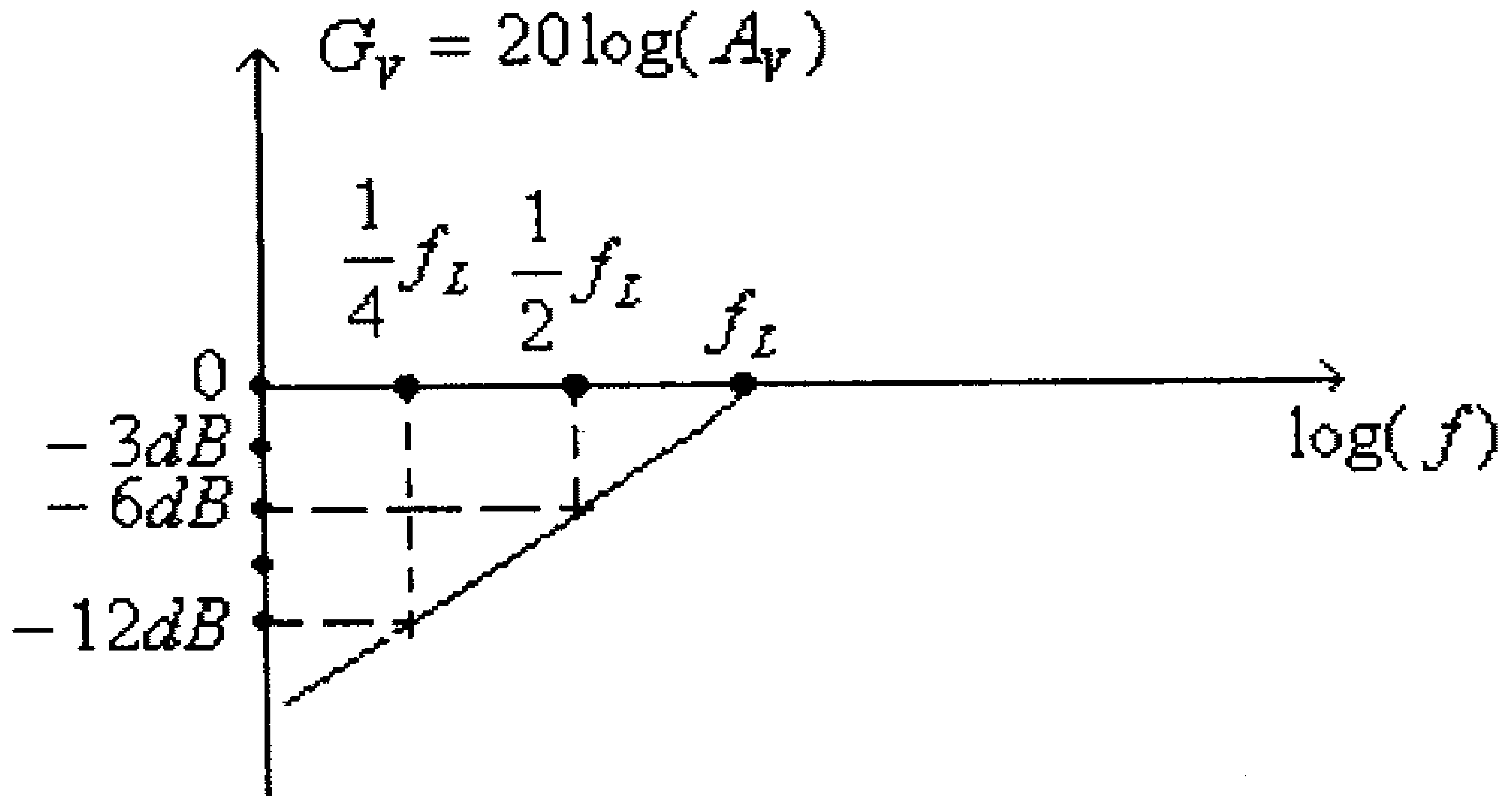
- عند $f = \frac{1}{4} f_L$ ، فإن:

$$G_V = -20\log\left(\frac{f_L}{f}\right) = -20\log(4) = -12dB$$

- عند $f = \frac{1}{10} f_L$ ، فإن:

$$G_V = -20\log\left(\frac{f_L}{f}\right) = -20\log(10) = -20dB$$

وهذه النقاط تبين أن العلاقة بين الكسب بالديسيبل والتردد هي علاقة خطية عندما تكون وحدات المحور السيني هي لوغاريثم التردد، كما هو مبين بالشكل أدناه.



شكل (9)

ومن معرفتنا أن القيمة الدقيقة لكسب الفولطية عند $f = f_L$ هي:

$$G_V = 20\log\left[1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} = -10\log\left[1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right] = -10\log(2) = -3dB$$

يمكننا تعديل الرسم السابق وذلك لرسم العلاقة بين التردد وكسب الفولطية بالديسيبل (منحنى Bode).

أي أنه لرسم منحنى Bode لأي دائرة إتبع الخطوات التالية:

1- حدد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة f_L، وذلك من المعادلة:

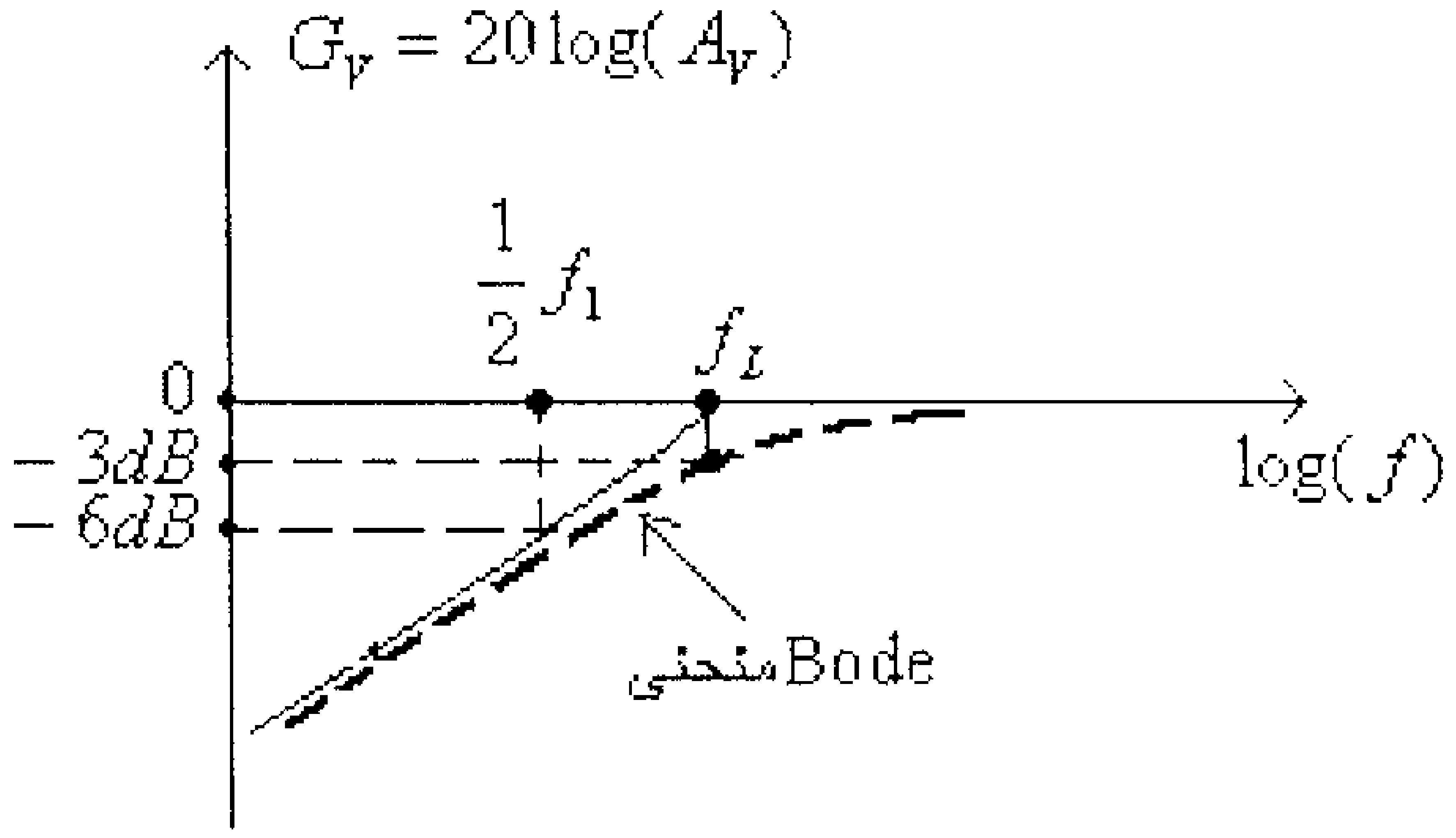
$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}$$

2- حدد النقطة $\left(\frac{1}{2}f_L \text{،} -6dB\right)$.

3- أوصل النقطتين معاً بخط مستقيم.

4- حدد النقطة $\left(f_L \text{،} -3dB\right)$.

5- أرسم المنحنى الذي مماسه الخط المستقيم الذي رُسم في الخطـوة (3) السابقة، ويمر بالنقطة المحددة بالخطوة (4). كما في الشكل أدناه.



شكل (10)

لاحظ أن مقياس محور التردد هي باللوغاريتم.

وكثيراً ما يُقترن بهذا المنحنى (العلاقة بين معامل التضخيم والتردد) منحنى أخر يُبين العلاقة بين فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية والتردد. فبالعودة الى معادلة (5) السابقة، وهي:

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{1}{1 - j\left(\frac{f_L}{f}\right)}$$

نستنتج أن زاوية الطور (α) لمعامل التضخيم تساوي $\tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right)$، أي أن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (9)$$

لاحظ أن زاوية الطور لمعامل التضخيم هي فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية.

من المعادلة السابقة نستنتج أنه:

- عند $f = 0Hz$ (إشارة تيار مستمر)، فإن فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية هو:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{0}\right) = \tan^{-1}(\infty) = 90^0$$

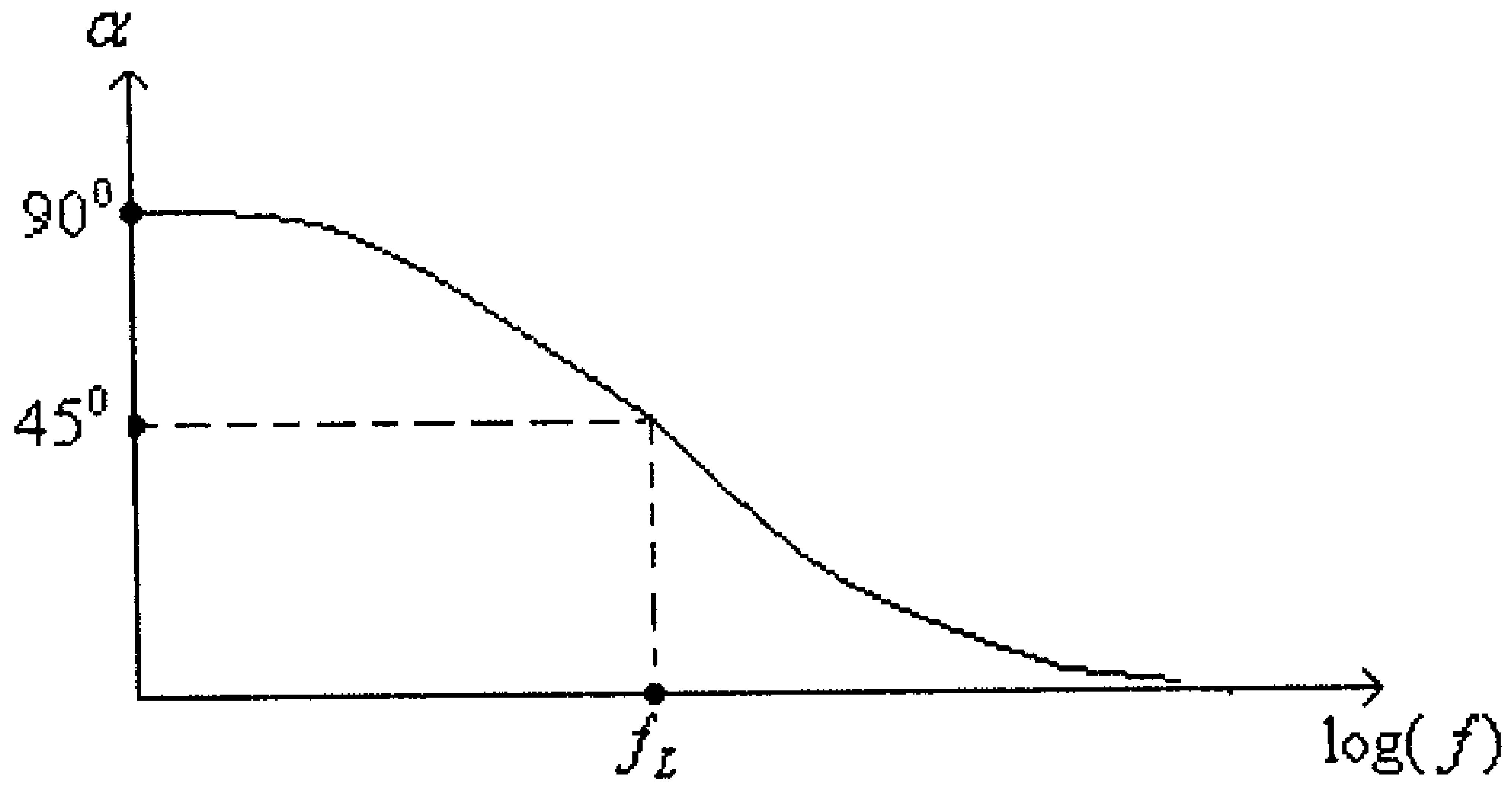
- عند $f = f_L$ (تردد القطع للترددات المنخفضة)، فإن فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية هو:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}(1) = 45^0$$

- عند الترددات المرتفعة، أي عند $f >> f_L$ ، فإن فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية هو:

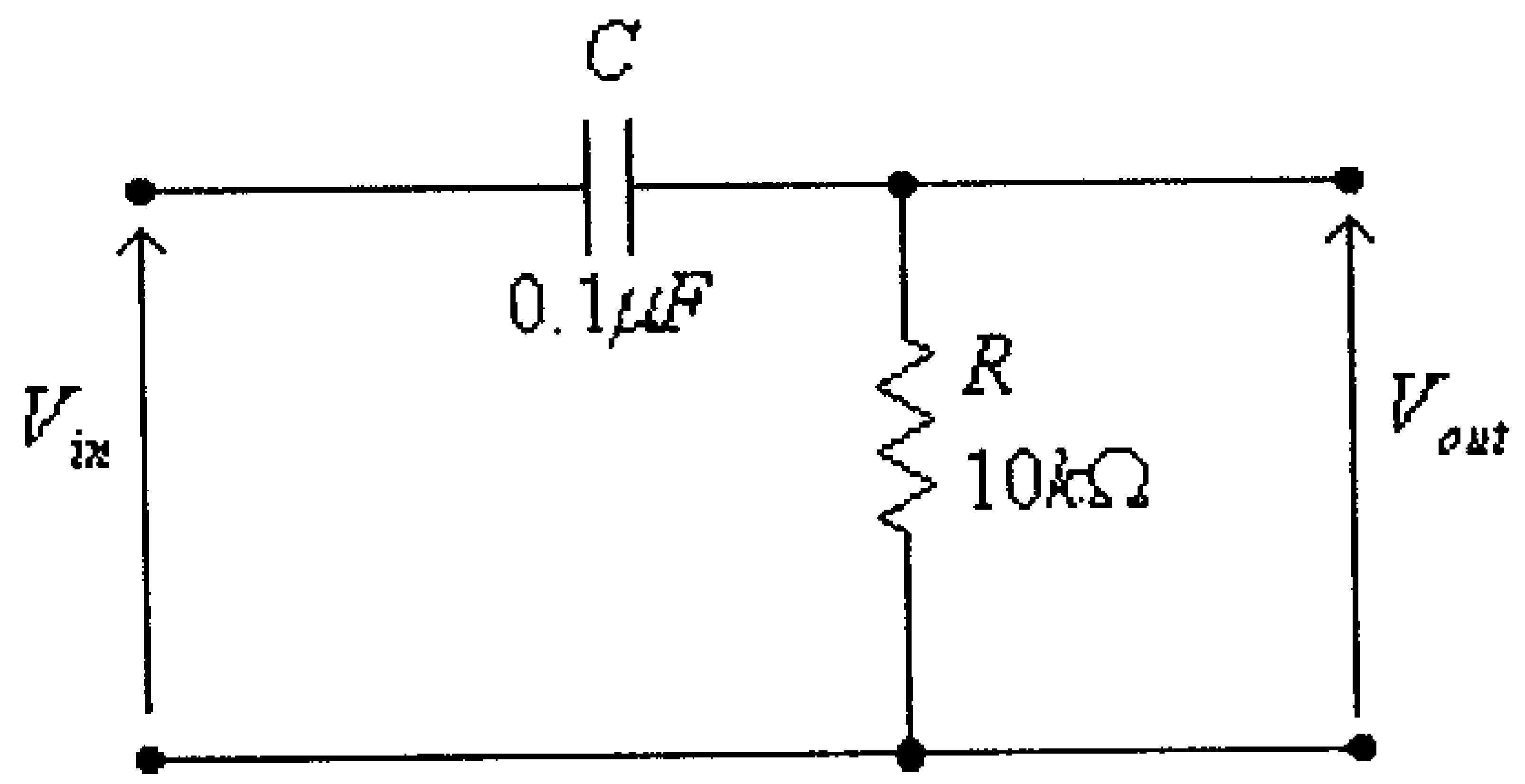
$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}(0) = 0^0$$

مما سبق نستنتج أن العلاقة بين فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية والتردد، هي كما في الشكل التالي.



شكل (11)

مثال (5): للدائرة التالية.



شكل (12)

أ) حدد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة.

ب) أرسم العلاقة بين التردد ومعامل الكسب بالديسيبل.

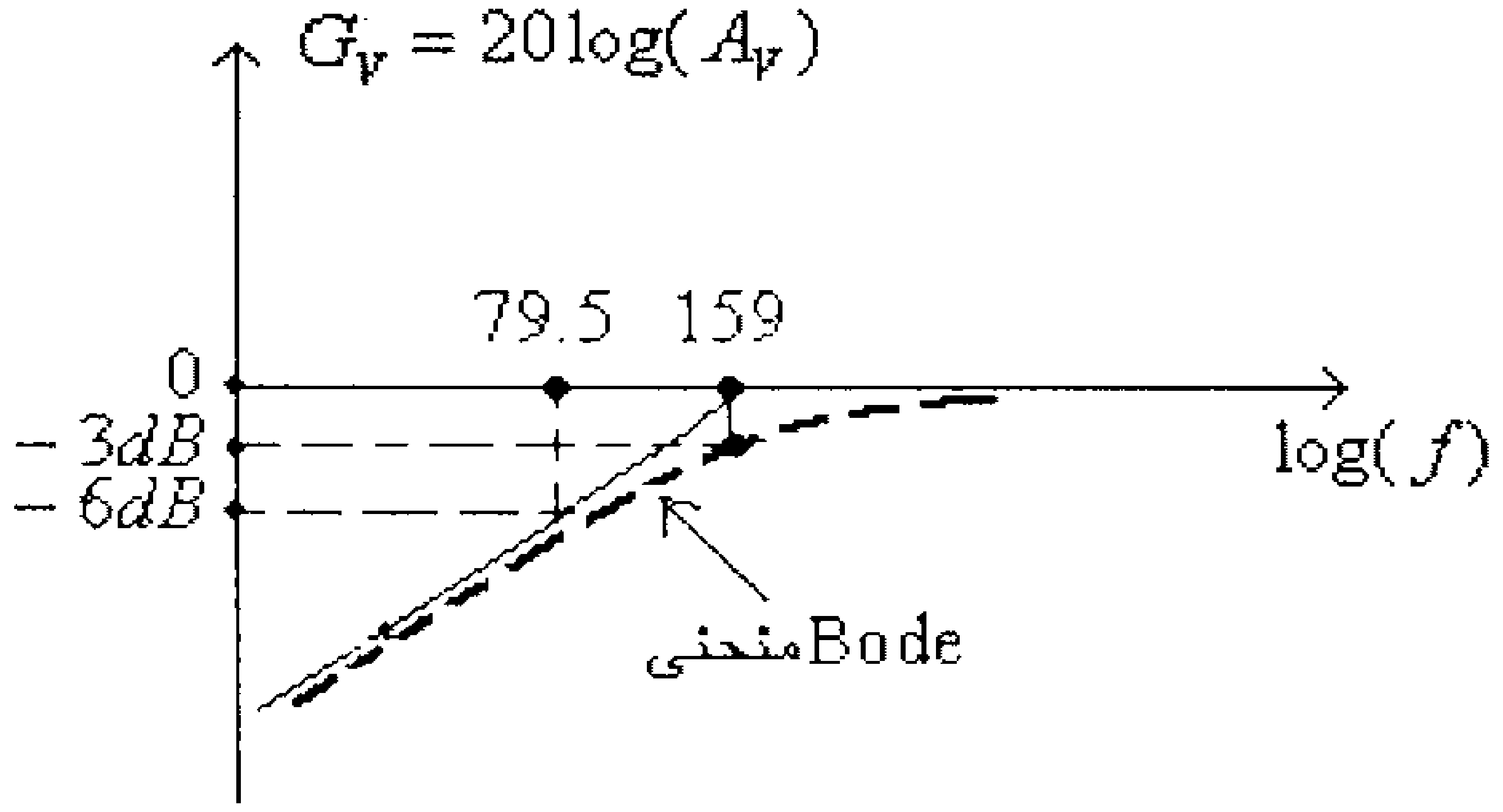
ج) أرسم العلاقة بين التردد وفرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية.

الحل:

أ) تردد القطع للترددات المنخفضة هو:

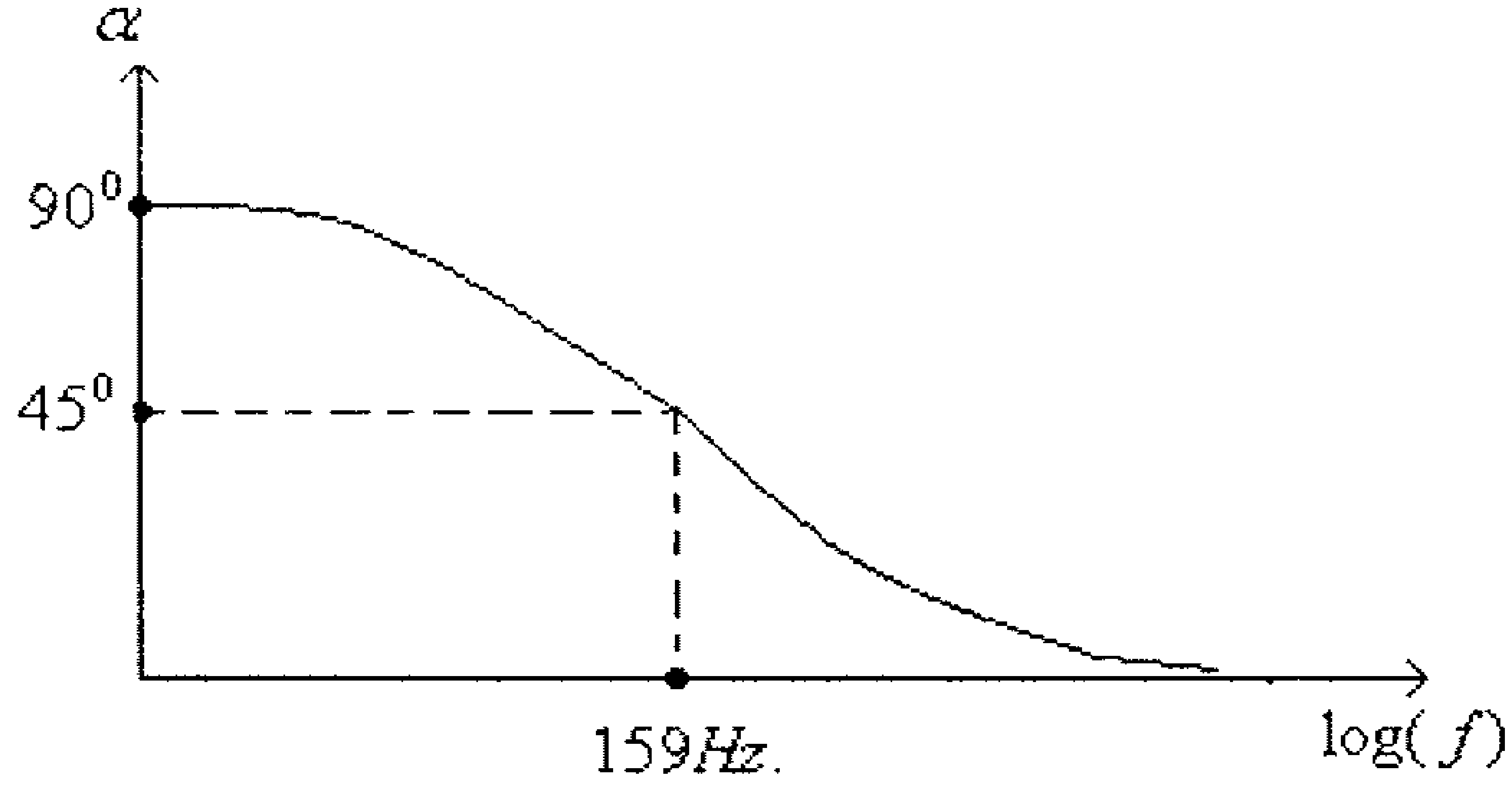
$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(10x10^3)(0.1x10^{-6})} = 159Hz.$$

ب) العلاقة بين التردد ومعامل الكسب بالديسيبل هي كما في الشكل التالي:



شكل (13)

ج) العلاقة بين التردد وفرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية هي كما في الشكل التالي.



شكل (14)

مثال (6): للدائرة المبينة في المثال السابق، أوجد:

أ) الصيغة الرياضية للعلاقة بين التردد ومعامل التضخيم.

ب) قيمة معامل التضخيم عند تردد الإشارة المدخلية

$10Hz.$ ، $100Hz.$ ، $200Hz.$ ، $1kHz.$ و $10kHz.$ على التوالي.

الحل:

أ) الصيغة الرياضية للعلاقة بين التردد ومعامل التضخيم هي كما تم إيجـــاده سابقاً (المعادلة رقم 6):

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2}}$$

حيث:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(10x10^3)(0.1x10^{-6})} = 159Hz.$$

أي أن:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{f}\right)^2}}$$

ب) عند $f = 10Hz$ ، فإن:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{10}\right)^2}} = 0.0628$$

- عند $f = 100Hz$ ، فإن:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{100}\right)^2}} = 0.5324$$

- عند $f = 200Hz$ ، فإن:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{200}\right)^2}} = 0.7828$$

- عند $f = 1kHz$ ، فإن:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{1000}\right)^2}} = 0.9876$$

- عند $f = 10kHz$ ، فإن:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{159}{10000}\right)^2}} = 0.9999$$

مثال (7): للدائرة المبينة في المثال السابق، أوجد:

أ) الصيغة الرياضية للعلاقة بين التردد وفرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية.

ب) فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية عند تردد الإشارة المدخلية $10Hz.$, $100Hz.$, $200Hz.$, $1kHz.$ و $10kHz.$ على التوالي.

الحل:

أ) الصيغة الرياضية للعلاقة بين التردد وفرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية هي كما تم إيجاده سابقاً (المعادلة رقم 9):

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right)$$

حيث:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(10x10^3)(0.1x10^{-6})} = 159Hz.$$

أي أن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{f}\right)$$

ب) عند $f = 10Hz$ ، فإن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{10}\right) = 86.4^0$$

- عند $f = 100Hz$ ، فإن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{100}\right) = 57.83^0$$

- عند $f = 200Hz$ ، فإن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{200}\right) = 38.48^0$$

- عند $f = 1kHz$ ، فإن:

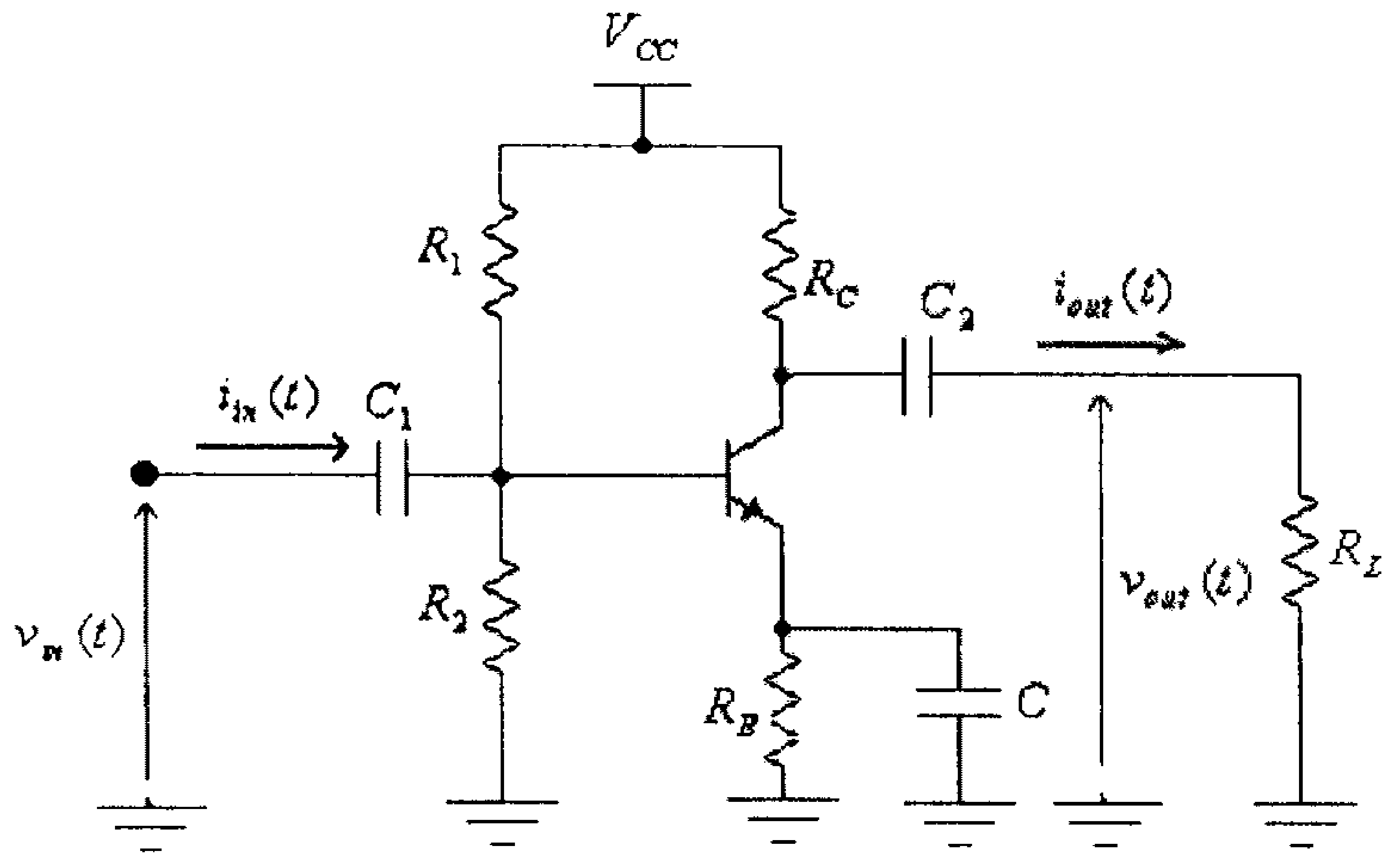
$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{1000}\right) = 9.03^0$$

- عند $f = 10kHz$ ، فإن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{10000}\right) = 0.91^0$$

5.5 الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المنخفضة.

كما عرفت سابقاً فإن المكثفات الموجودة في دائرة التـضخيم، وكـذلك المقاومات الموصولة معها، هي التي تحدد كيفيـة الإسـتجابة الترددية لهـذه المضخمات عند الترددات المنخفضة. ففي دائرة التضخيم التالية فإن كـلاً مـن المكثفات C_1 ، C_2 و C_E والمقاومات المكافئة الموصوله معها ستحدد كيفيـة الإستجابة الترددية لهذه الدائرة عند الترددات المنخفضة.



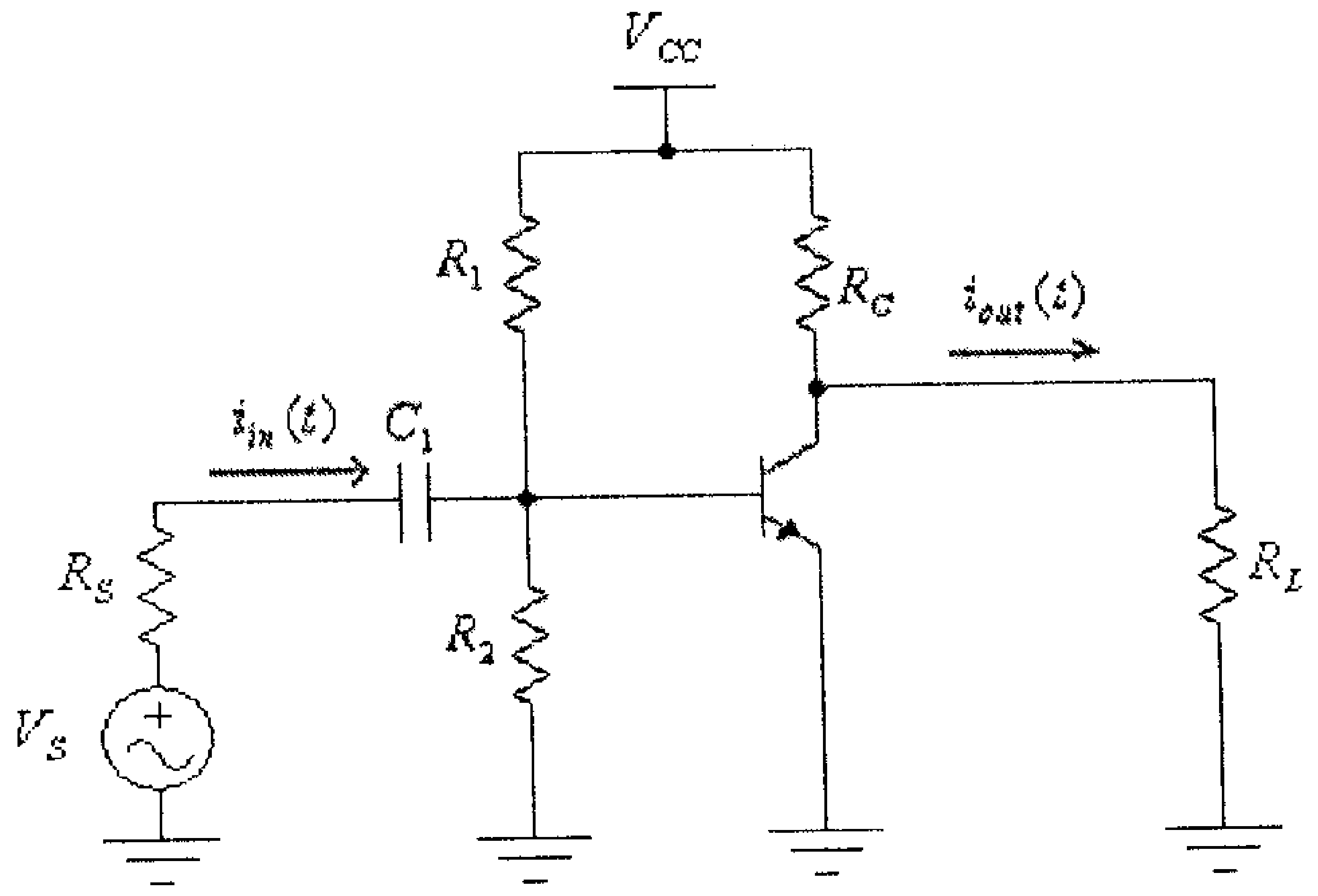
شكل (15)

إن دراسة الإستجابة الترددية لهذه الدائرة مع الأخذ بعين الإعتبار تـأثير كل هذه المكثفات بنفس الوقت يعتبر صعباً نوعاً ما، لأنه في هذه الحالة يجـب تحديد ممانعة كل من هذه المكثفات عند قيمة كل تردد في مدى الترددات المُراد دراسة الإستجابة الترددية فيه.

ولتسهيل دراسة الإستجابة الترددية فإنه عادةً ما تتم دراسة تأثير كل من هذه المكثفات لوحده مع إهمال تأثير باقي المكثفات وذلك بإفتراض أن سعة كل من المكثفات الأخرى كبيرة جداً (أي أن ممانعتها تساوي صفراً). وبالتالي فإنه

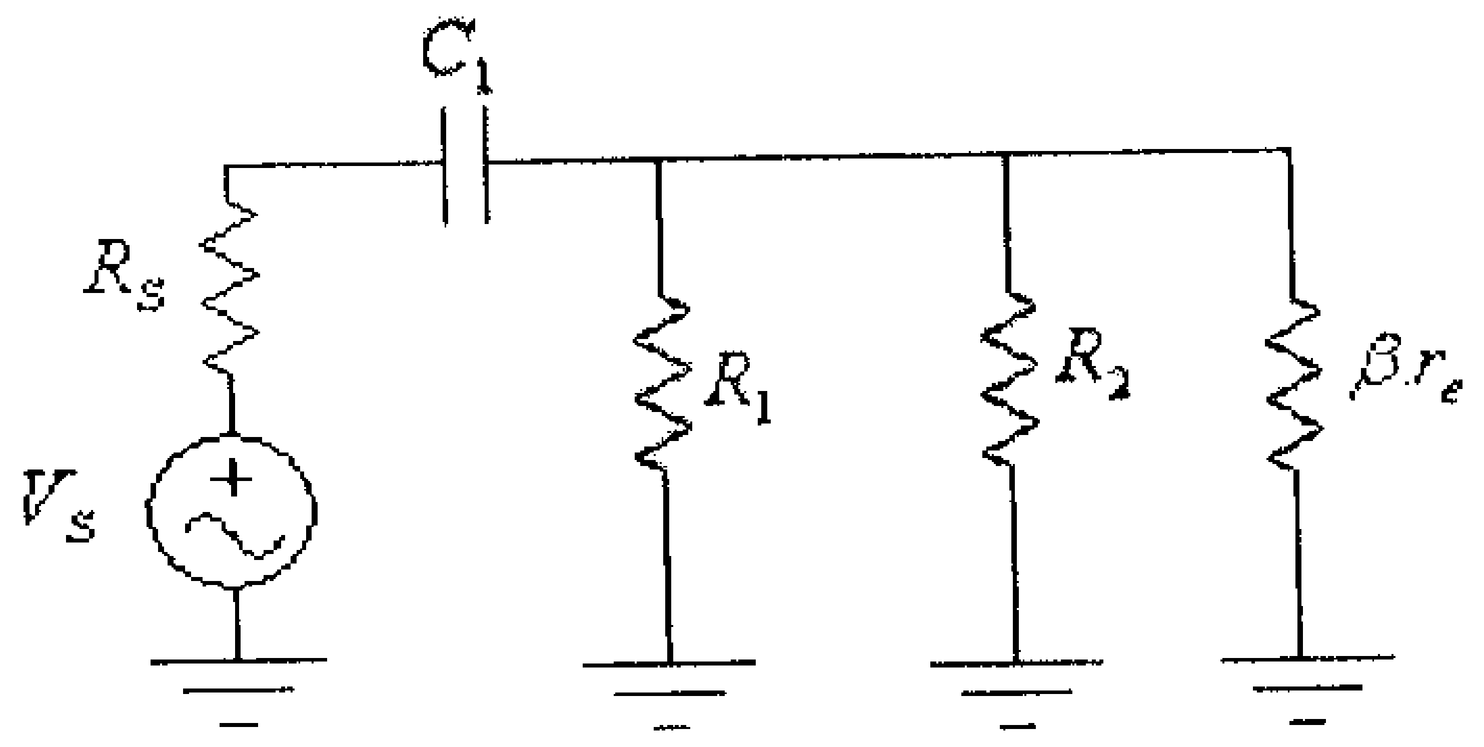
يتم تحديد قيمة تردد القطع المُسبب من كل من هذه المكثفات ورسم منحنى الإستجابة الترددية الناتج عن هذا المكثف لوحده، ويكون تردد القطع الناشىء عن هذه المكثفات جميعها مساوياً لأعلى تردد قطع ناتجاً عنها، وذلك كما يلي:

- **تأثير المكثف** C_1: وكما ذكر سابقاً فإنه يفترض أن سعة كل من المكثفين C_2 و C_E كبيرة جداً، أي أن ممانعة كل منهما تساوي صفراً (أي أن كل من المكثفين C_2 و C_E يشكل دارة قصر)، وبالتالي فأن الدائرة المكافئة في هذه الحالة هي كما في الشكل التالي.



شكل (16)

وعليه، فإن الدائرة المكافئة الموصولة مع المكثف C_1 هي كما في الشكل التالي.



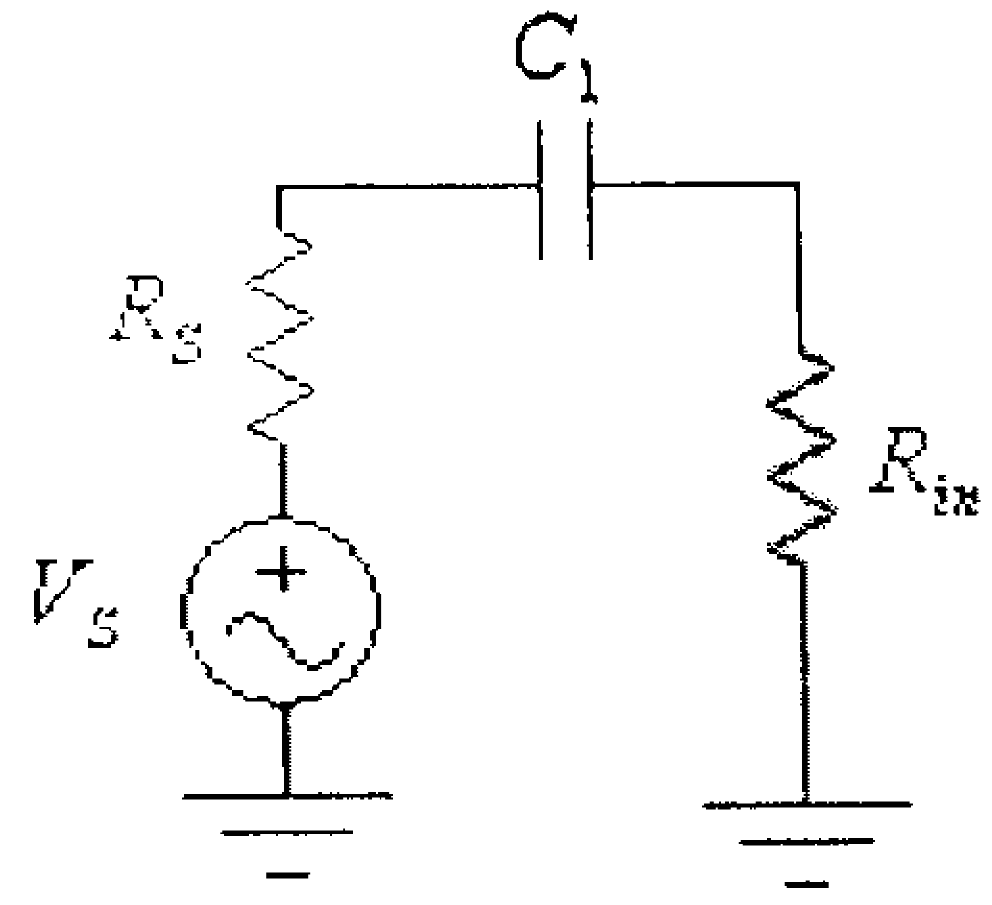
شكل (17)

لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة بـــ:

أ) حذف مصدر الفولطية V_{CC}، والذي هو جزء من دائرة الإنحياز، وذلــك لأن الدائرة المكافئة هذه تأخذ بعين الإعتبار إشارة المصدر (المتــرددة) فقط.

ب) إستبدال الترانزيستور بممانعته المدخلية $\beta.r_e$.

وبعد إستبدال المقاومـــات R_1 ، R_2 و $\beta.r_e$ بالمقاومـــة المكافئـــة R_{in} ، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (18)

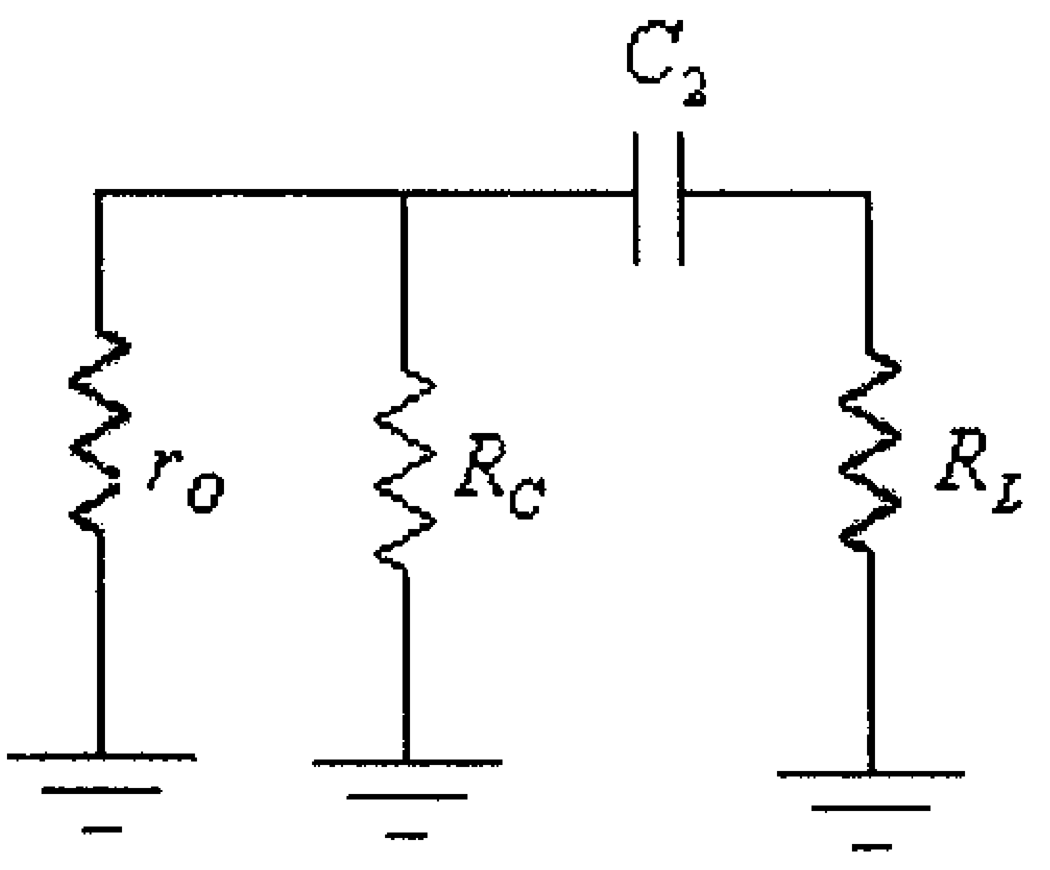
حيث:

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| \beta.r_e$$

من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف C_1 هي:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_{in} + R_S).C_1}$$

– **تأثير المكثف** C_2: لدراسة تأثير المكثف C_2 على الإســتجابة الترددية لهذه الدائرة فإنه يتم إيجاد الدائرة المكافئة الموصولة مع المكثــف C_2، والتي هي كما في الشكل التالي.



شكل (19)

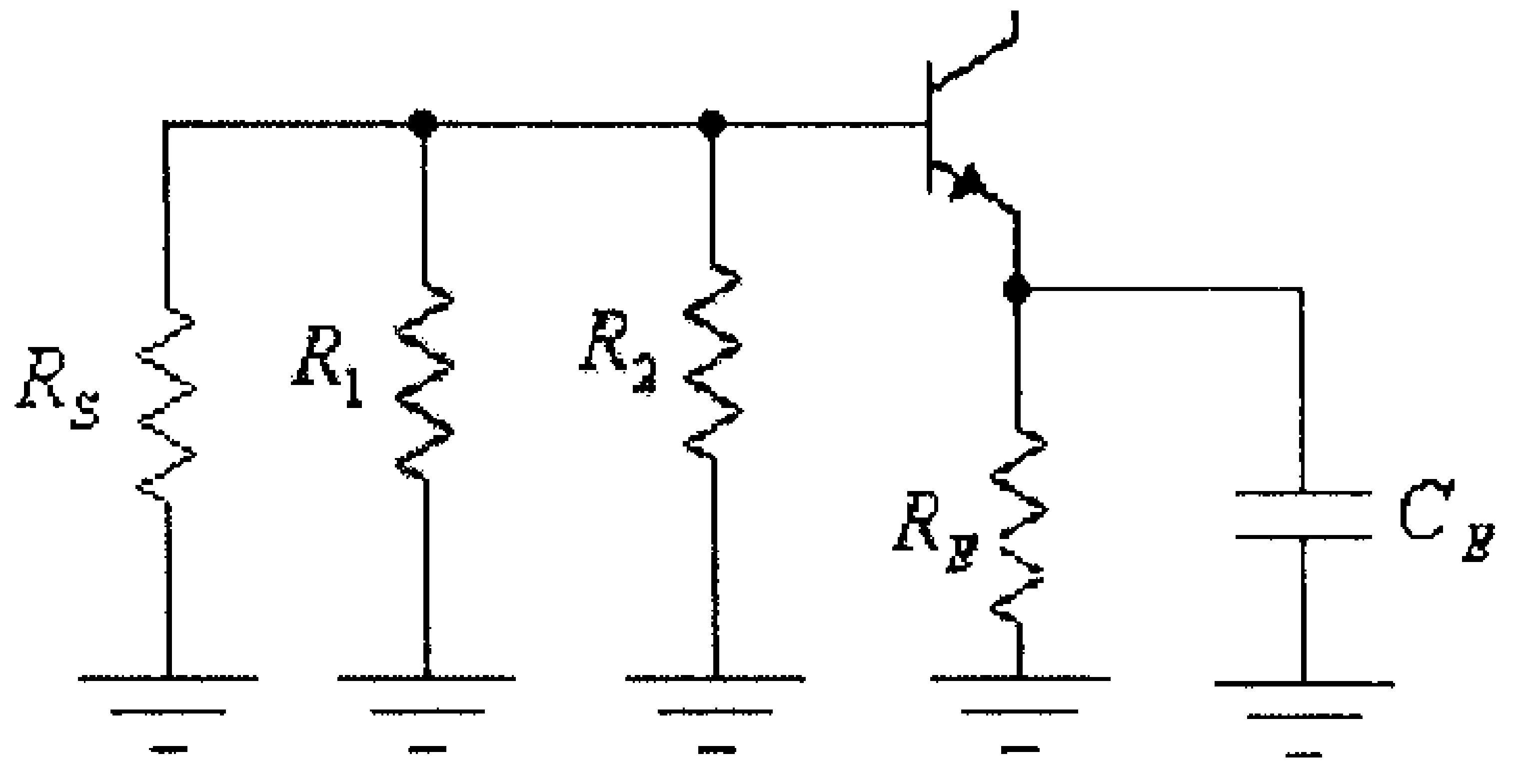
لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال الترانزيستور بممانعته المخرجية r_O.

من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف C_2 هي:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2}$$

حيث R_O هي المقاومة المكافئة للمقاومتين R_C و r_O.

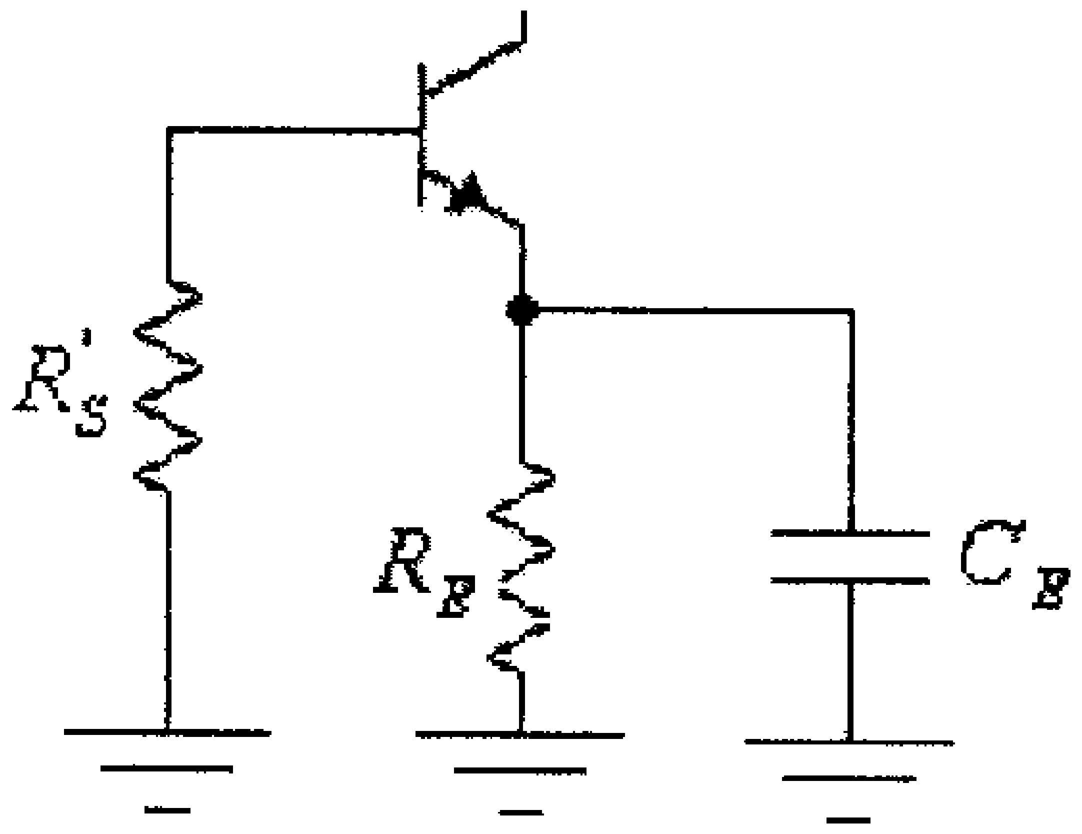
- **تأثير المكثف** C_E: لدراسة تأثير المكثف C_E على الإستجابة الترددية لهذه الدائرة فإنه يتم إيجاد الدائرة المكافئة الموصولة مع هذا المكثف ، والتي هي كما في الشكل التالي.



شكل (20)

لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال المكثف C_1 بدارة قصر.

وبعد إستبدال المقاومات R_1 ، R_2 و R_S بالمقاومة المكافئة R'_S ، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.

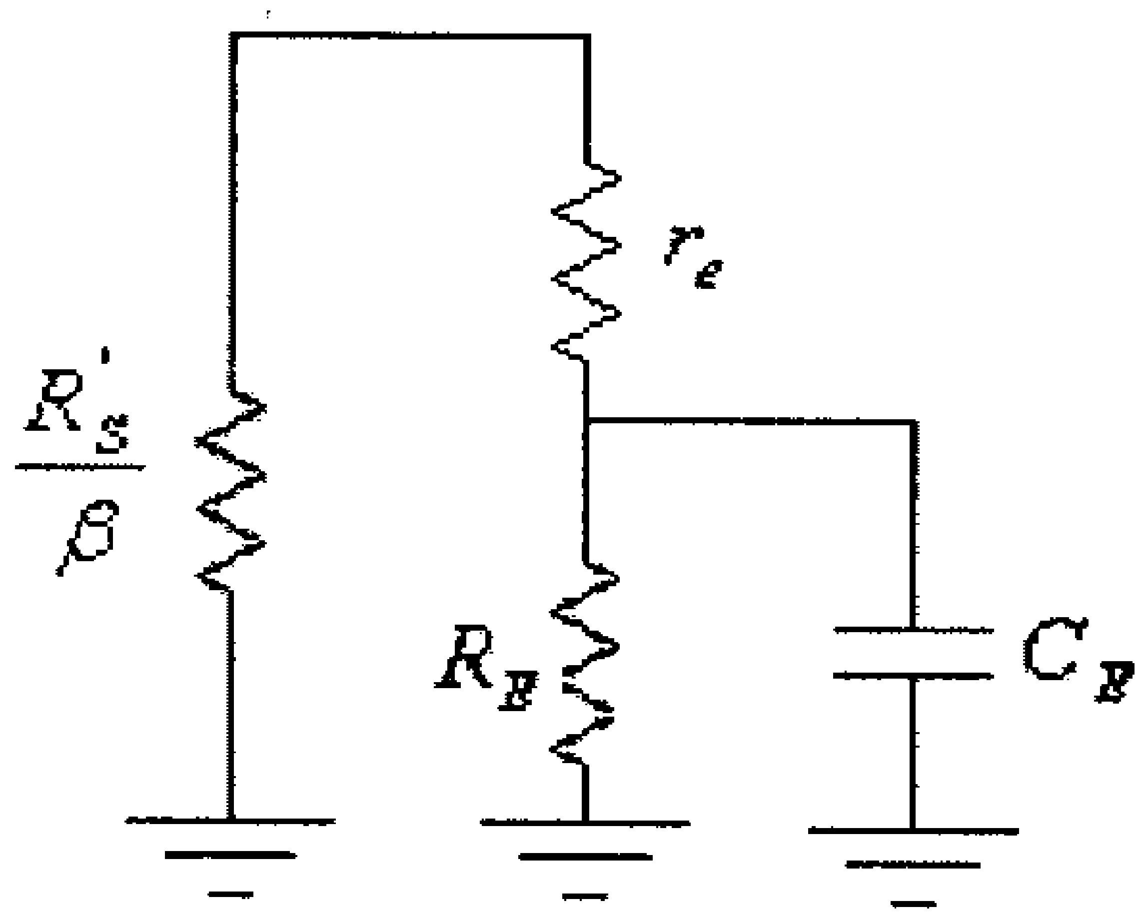


شكل (21)

حيث:

$R'_S = R_1 \| R_2 \| R_S =$

ولقد عرفت سابقاً بأن مقاومة الوصلة بين القاعد والباعث للترانزيستور ثنائي القطبية تكافىء مقاومه قيمتها تساوي r_e، وكذلك ولمّا كانت المقاومة R'_S موصولة مع قاعدة الترانزيستور ولكن ينظر اليها من الباعث فهي تكافىء مقاومة موصولة مع الباعث قيمتها تساوي $\frac{R'_S}{\beta}$. وبأخذ ما ذكر أعلاه بعين الإعتبار تصبح المقاومة المكافئة للدائرة السابقة كما في الشكل التالي.



شكل (22)

من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف C_E هي:

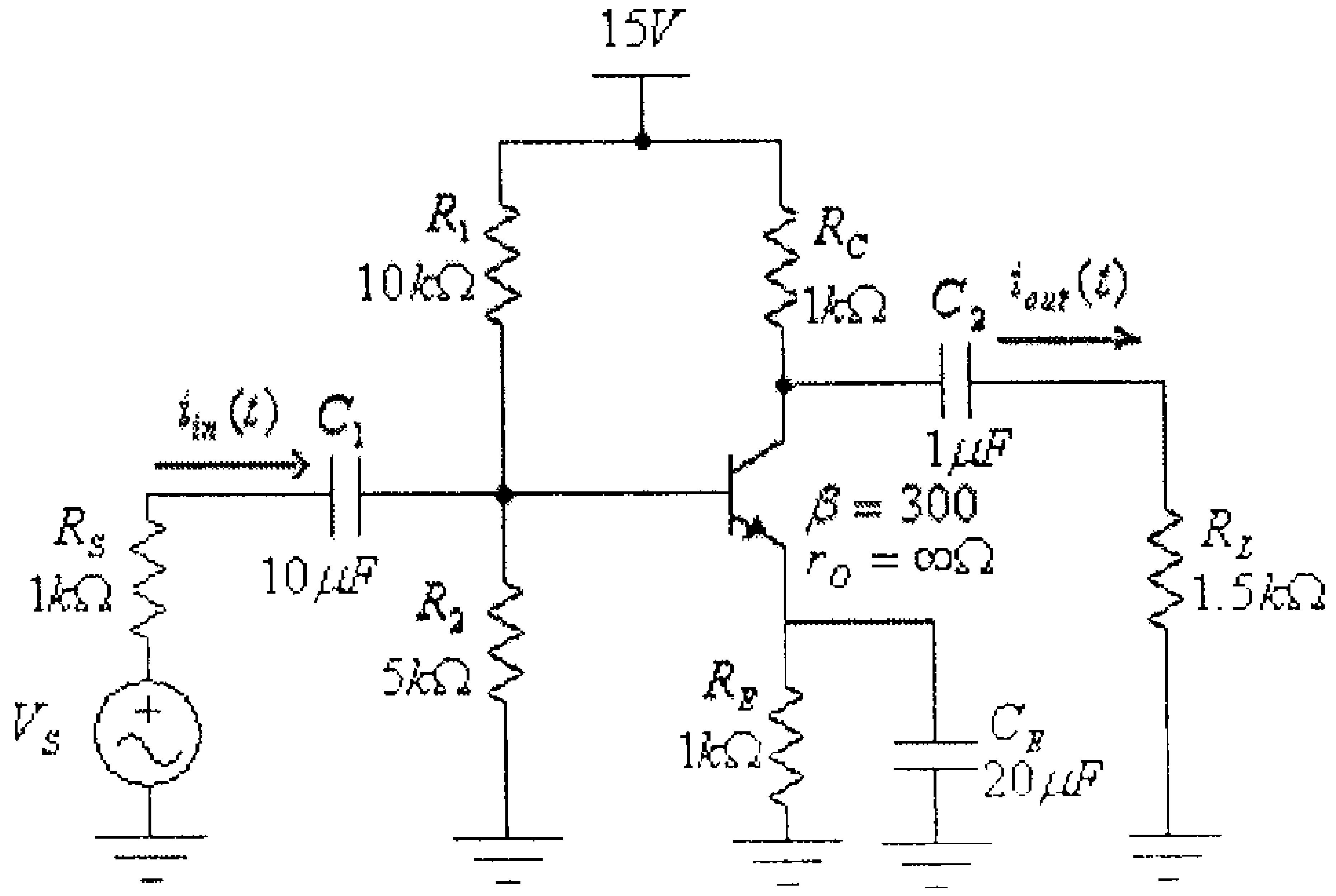
$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi R_e . C_E}$$

حيث R_e هي المقاومة المكافئة للمقاومات R_E ، r_e و $\frac{R_S^{'}}{\beta}$ ، أي أن:

$$R_e = R_E \left\| \left(\frac{R_S^{'}}{\beta} + r_e \right) \right.$$

مثال (8):

للدائرة التالية أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة وأرسم منحنى الإستجابة الترددية لها.



شكل (23)

الحل:

لقد تم إيجاد قيمة r_e للترانزيستور في هذه الدائرة عند حل مثال (7) من الوحدة الثانية من هذا الكتاب، حيث تم إيجاد أن:

$$r_e = 6.05\Omega$$

وبالتالي فإن:

– تردد القطع المُسبب من المكثف C_1 هو:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_{in} + R_S).C_1}$$

حيث:

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| \beta.r_e$$

حيث:

$$R_1 \| R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10x10^3(5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 3.33x10^3\,\Omega = 3.33k\Omega$$

أي أن:

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| \beta.r_e = \frac{3.33x10^3(300x6.05)}{3.33x10^3 + 300(6.05)} = 1.12k\Omega$$

أي أن:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_{in} + R_S).C_1} = \frac{1}{2\pi(1.12x10^3 + 1x10^3).(10x10^{-6})} = 7.51Hz$$

– تردد القطع المُسبب من المكثف C_2 هو:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2}$$

حيث:

$$R_O = R_C \| r_O = R_C = 1k\Omega$$

وبالتالي فإن:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2} = \frac{1}{2\pi(1x10^3 + 1.5x10^3).(1x10^{-6})} = 63.66Hz.$$

– تردد القطع المسبب من المكثف C_E هو:

$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi R_e . C_E}$$

حيث:

$$R_e = R_E \left\| \left(\frac{R_S^{'}}{\beta} + r_e \right) \right.$$

و:

$$R_S^{'} = R_1 \| R_2 \| R_S$$

لقد وجدنا سابقاً أن:

$$R_1 \| R_2 = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10x10^3 (5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 3.33x10^3 \Omega = 3.33k\Omega$$

أي أن:

$$R_S^{'} = R_1 \| R_2 \| R_S = \frac{3.33x10^3 (1x10^3)}{3.33x10^3 + 1x10^3} = 769\Omega$$

و:

$$R_e = R_E \left\| (\frac{R_S^{'}}{\beta} + r_e) = 1k\Omega \right\| (\frac{769}{300}\Omega + 6.05\Omega) = 1k\Omega \| 8.61\Omega = \frac{1000x8.61}{1000 + 8.61} = 8.54\Omega$$

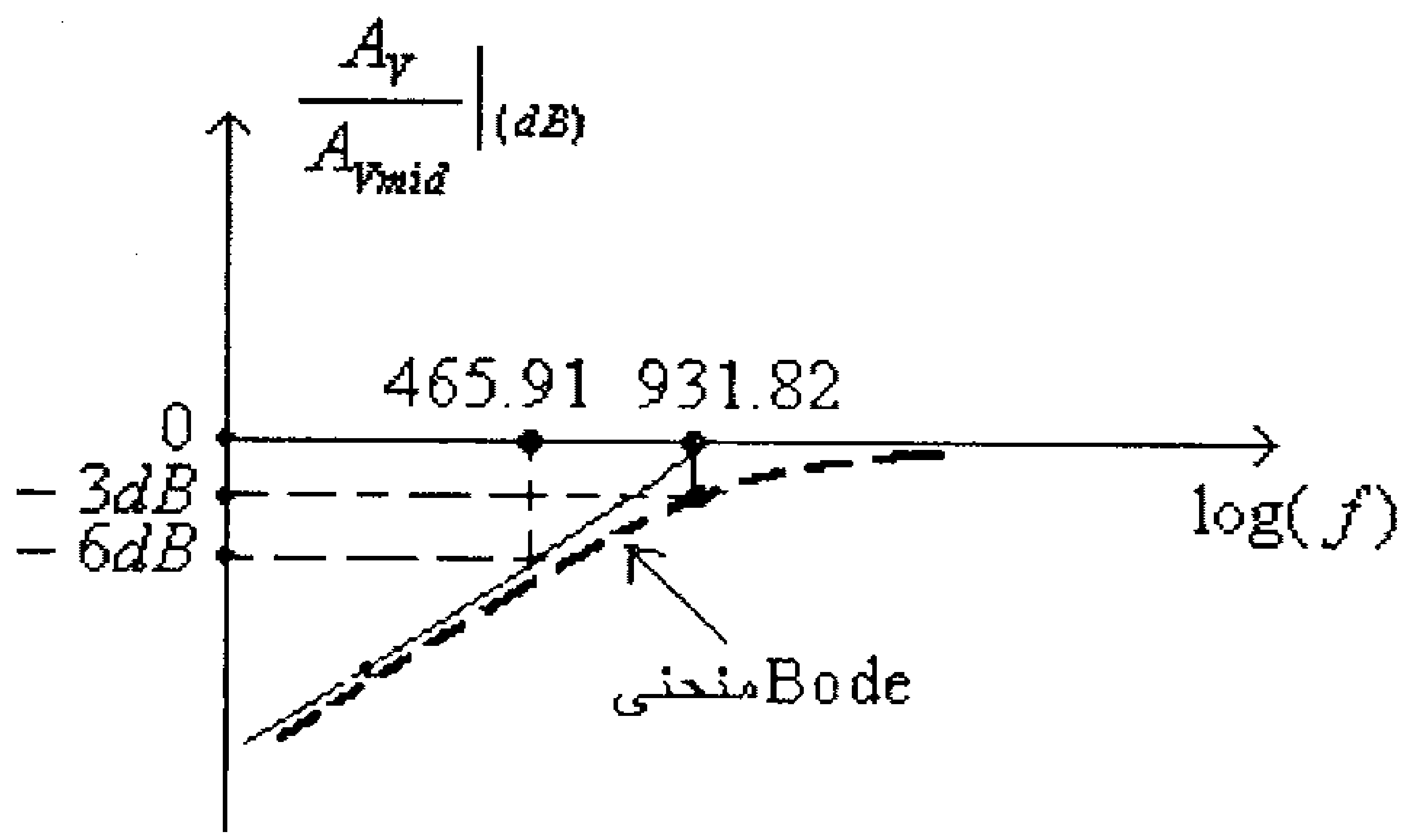
أي أن:

$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi R_e . C_E} = \frac{1}{2\pi (8.54).(20x10^{-6})} = 931.82Hz.$$

وبالتالي فإن قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة لهذه الدائرة هي القيمة العظمى لكل من f_{LC1} ، f_{LC2} و f_{LCE}. أي أن:

$$f_L = \max\{f_{LC1}, f_{LC2}, f_{LCE}\} = \max\{7.51, 63.66, 931.82\} = 931.82 Hz.$$

منحنى الإستجابة الترددية لهذه الدائرة يتم رسمه بعد معرفة قيمة تردد القطع f_L وذلك كما تم شرحه سابقاً، أي أن منحنى الإستجابة الترددية لهـذه الدائرة هو كما في الشكل التالي.

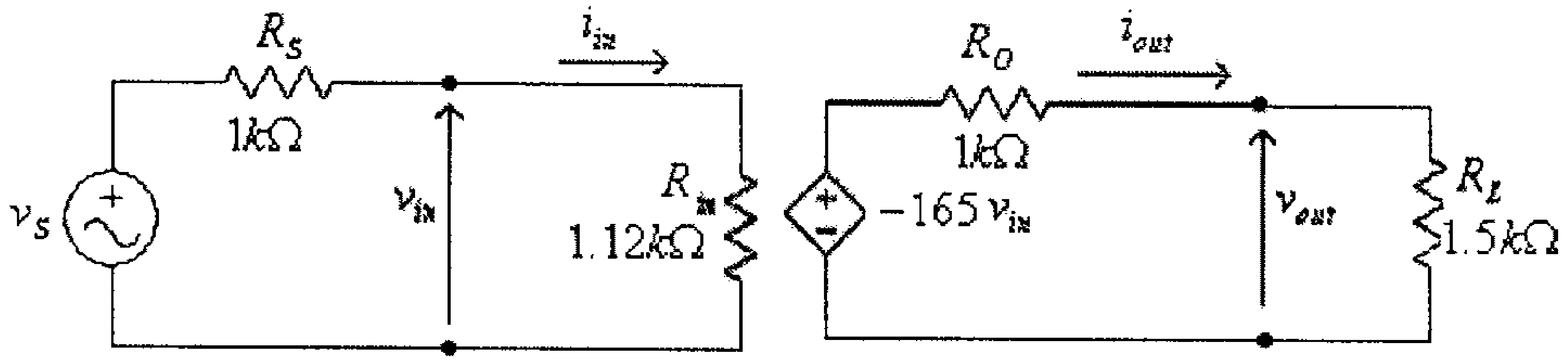


شكل (24)

تذّكر أن قيمة معامل التضخيم A_{Vmid} يتم إيجادها بعد إستبدال كل مـن المكثفات في هذه الدائرة بدارة قصر. لتجد أن قيمة معامل التضخيم في حالـة اللاحمل هي:

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{1000}{6.05} = -165$$

والدائرة المكافئة لهذا المضخم هي:



شكل (25)

ومنها نجد أن:

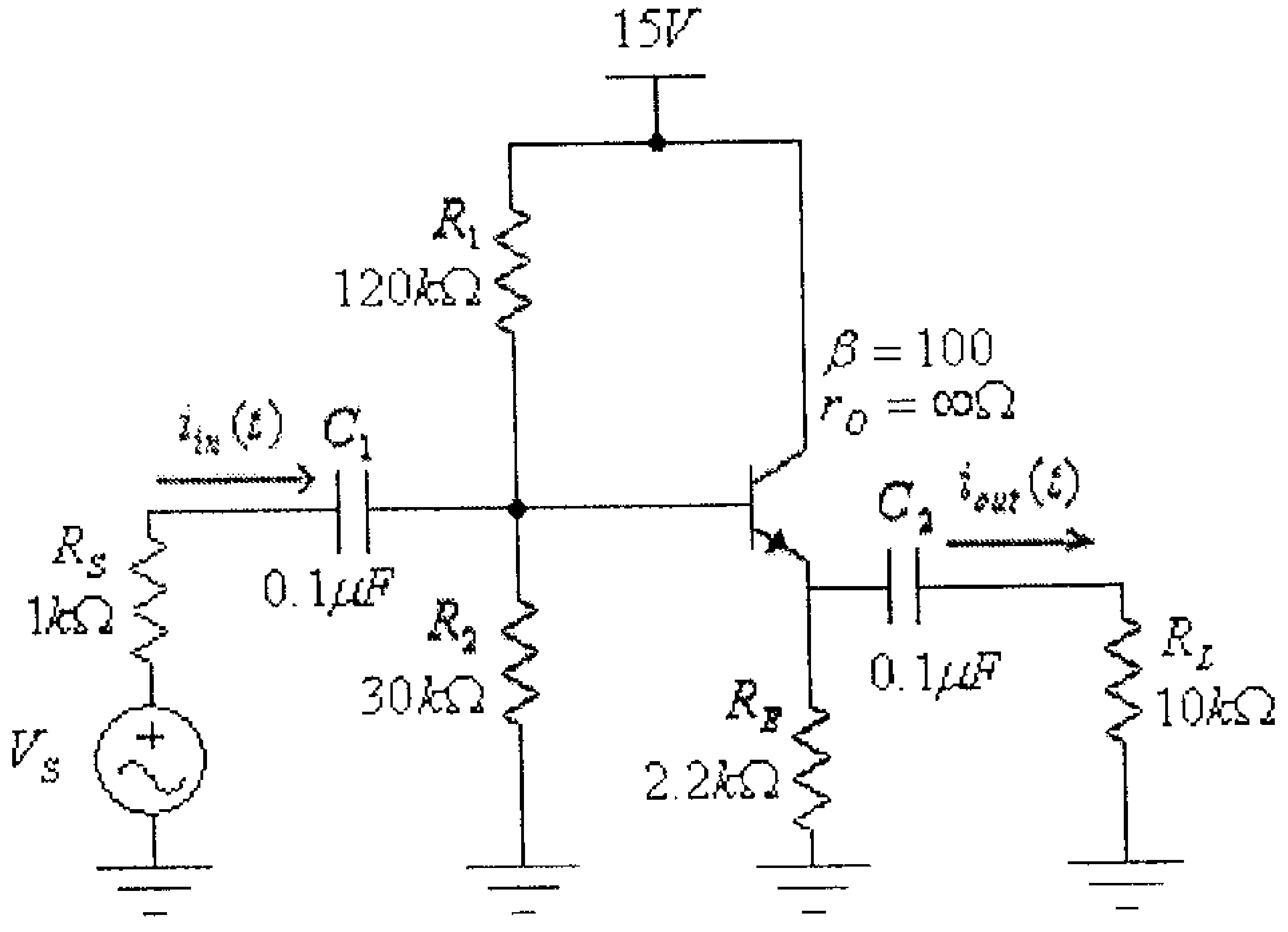
$$v_{in} = \frac{v_S.R_{in}}{R_S + R_{in}} = \frac{v_S(1.12x10^3)}{1x10^3 + 1.12x10^3} = 0.528v_S$$

$$v_{out} = \frac{-165v_{in}.R_L}{R_O + R_L} = \frac{-165(0.528)v_S.(1.5x10^3)}{1x10^3 + 1.5x10^3} = -52.27v_S$$

أي أن:

$$A_{Vmid} = \frac{v_{out}}{v_S} = -52.27$$

مثال (9): أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة للدائرة التالية.



شكل (26)

الحل:

لاحظ في هذه الدائرة أن الشرط $\beta.R_E \geq 10R_2$ غير محقق، لأن:

$$\beta.R_E = 100(2.2k\Omega) = 220k\Omega$$

و:

$$10.R_2 = 10(30k\Omega) = 300k\Omega$$

لذا لا بد من إستخدام الطريقة الدقيقة لحساب دائرة الإنحياز، أي أن:

$$R_{Th} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(120k\Omega)(30k\Omega)}{120k\Omega + 30k\Omega} = 24k\Omega$$

$$E_{Th} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15.(30k\Omega)}{120k\Omega + 30k\Omega} = 3V$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{3 - 0.7}{24k\Omega + (100 + 1).(2.2k\Omega)} = 9.3\mu A$$

$$I_E = (\beta + 1).I_B = (100 + 1).(9.3\mu A) = 0.944mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{0.944mA} = 27.5\Omega$$

لحساب تردد القطع المسبب من المكثف C_1 فإننا نفتـرض أن سـعة المكثف C_2 كبيرة جداً ويمكن إستبداله بدارة قصر. فـي هـذه الحالـة فـإن المقاومتان R_E و R_L تصبحان على التوازي ومكافئتهما هي:

$$R_E^{'} = \frac{R_E.R_L}{R_E + R_L} = \frac{2.2k\Omega + 10k\Omega}{(2.2k\Omega).(10k\Omega)} = 1.803k\Omega$$

و:

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| (\beta + 1).(r_e + R_E^{'})$$

حيث:

$$R_1 \| R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(120k\Omega)(30k\Omega)}{120k\Omega + 30k\Omega} = 24k\Omega$$

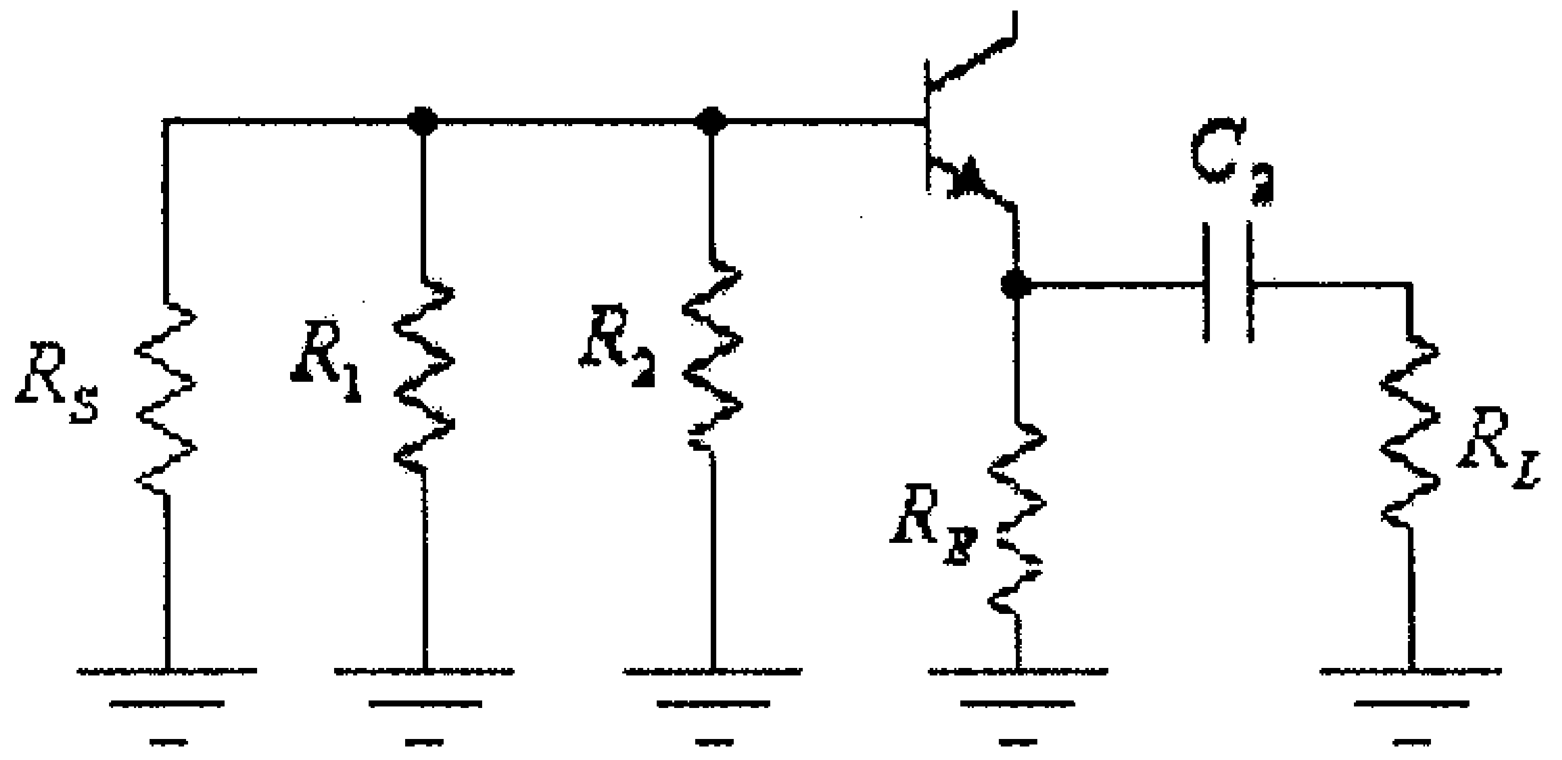
أي أن:

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| (\beta+1).(r_e + R_E^{'}) = \frac{(24k\Omega).(100+1)(27.5\Omega+1.803k\Omega)}{24k\Omega+(100+1)(27.5\Omega+1.803k\Omega)} = 21.24k\Omega$$

وبالتالي فإن:

$$f_{LC1}=\frac{1}{2\pi(R_{in}+R_S).C_1}=\frac{1}{2\pi(21.24x10^3+1x10^3).(0.1x10^{-6})}=71.56Hz.$$

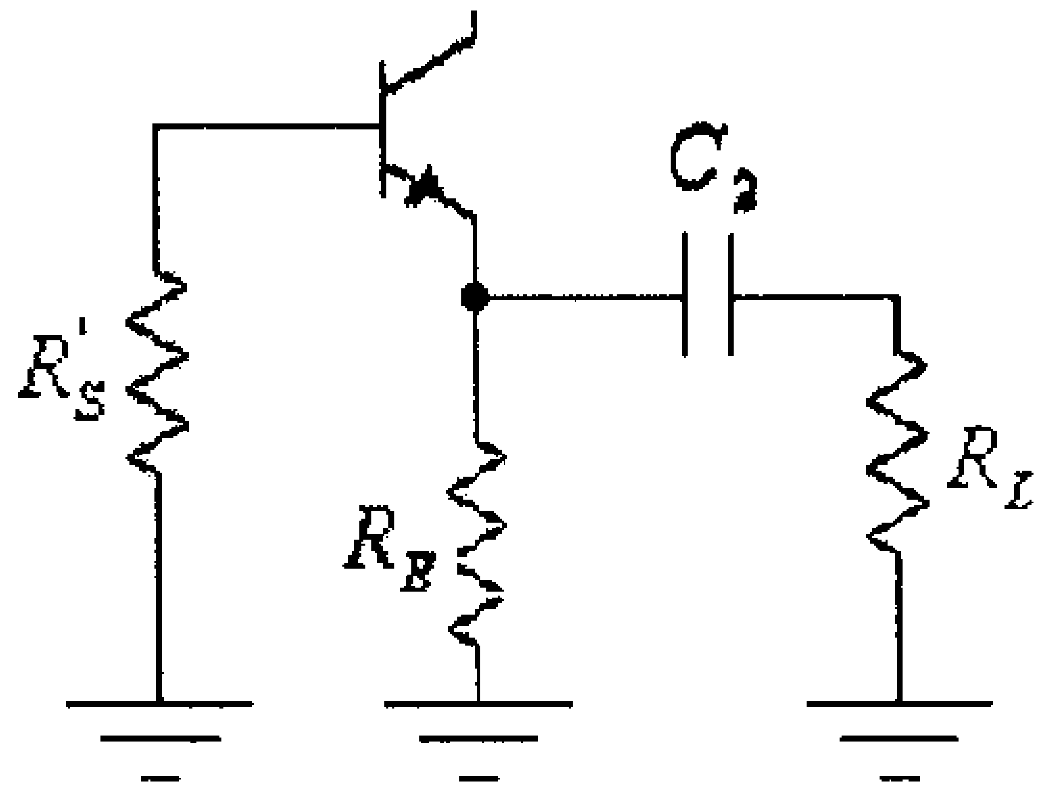
تردد القطع المسبب من المكثف C_2 يتم إيجاده من الدائرة المكافئة الموصولة مع هذا المكثف، والتي هي كما في الشكل التالي.



شكل (27)

لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال المكثف C_1 بدارة قصر.

وبعد إستبدال المقاومات R_1، R_2 و R_S بالمقاومة المكافئة $R_S^{'}$، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (28)

حيث:

$$R_S^{'}=R_1\|R_2\|R_S$$

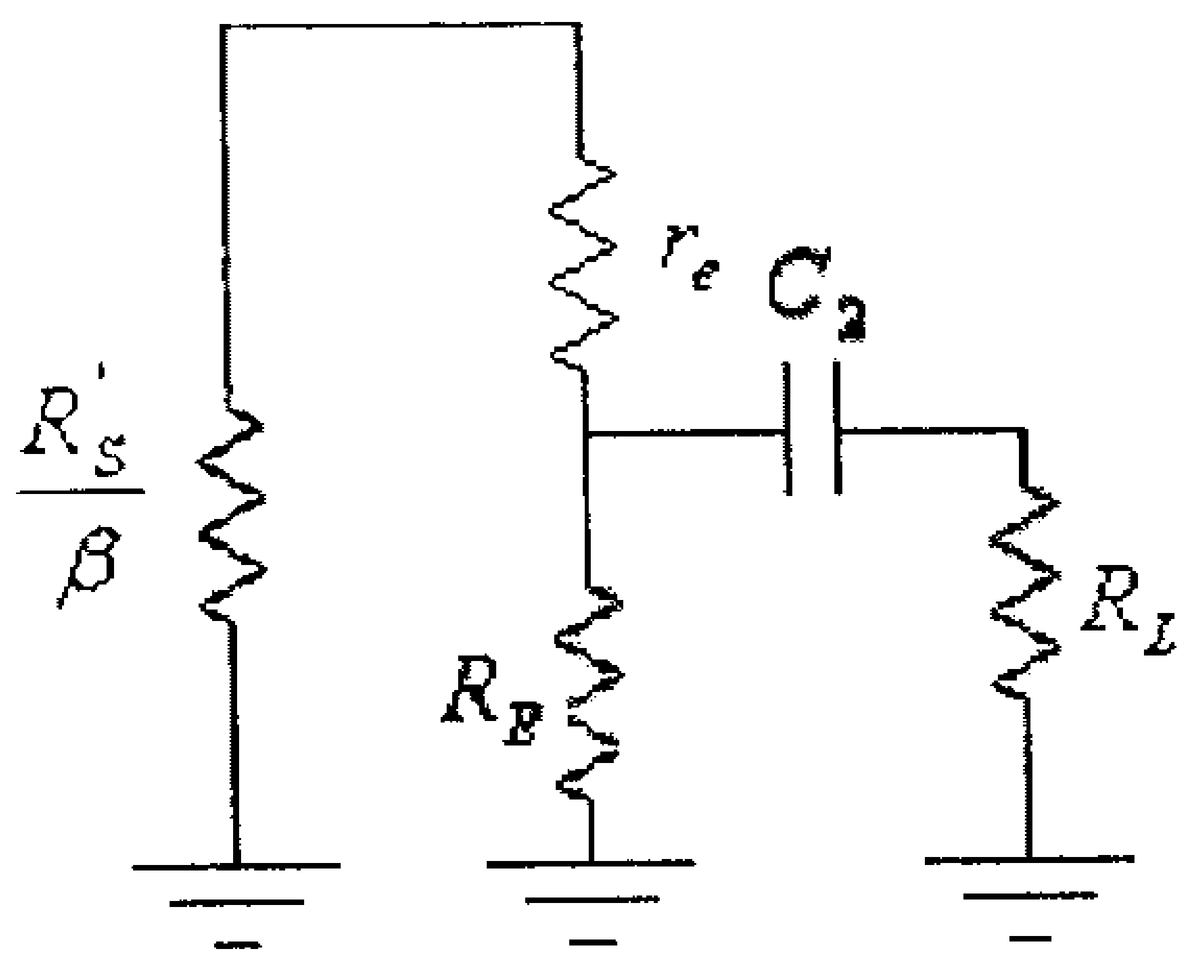
$$R_1\|R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1+R_2} = \frac{(120k\Omega)(30k\Omega)}{120k\Omega+30k\Omega} = 24k\Omega$$

أي أن:

$$R_S^{'} = R_1\|R_2\|R_S = \frac{(24k\Omega).(1k\Omega)}{24k\Omega+1k\Omega} = 960\Omega$$

ولما كانت المقاومة $R_S^{'}$ موصولة مع قاعدة الترانزيستور ولكن ينظــر اليها من الباعث فهي تكافىء مقاومة موصولة مع الباعث قيمتها تساوي $\frac{R_S^{'}}{\beta}$.

وبأخذ ما ذكر أعلاه بعين الإعتبار تصبح المقاومة المكافئة للدائرة السابقة كما في الشكل التالي.



شكل (29)

في هذه الدائرة:

$$\frac{R_S^{'}}{\beta} + r_e = \frac{960}{100} + 27.5 = 37.1\Omega$$

والمقاومة المكافئة للمقاومات r_e، $\frac{R_S^{'}}{\beta}$ و R_E هي:

$$R_e^{'} = \frac{(37.1\Omega).(2.2k\Omega)}{37.1\Omega+2.2k\Omega} = 36.48\Omega$$

والمقاومة المكافئة في هذه الدائرة هي:

$$R_e = R_e' + R_L = 36.48\Omega + 10k\Omega = 10.036k\Omega$$

و تردد القطع المسبب من المكثف C_2 هو:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi R_e.C_2} = \frac{1}{2\pi(10.036x10^3).(0.1x10^{-6})} = 158.58Hz.$$

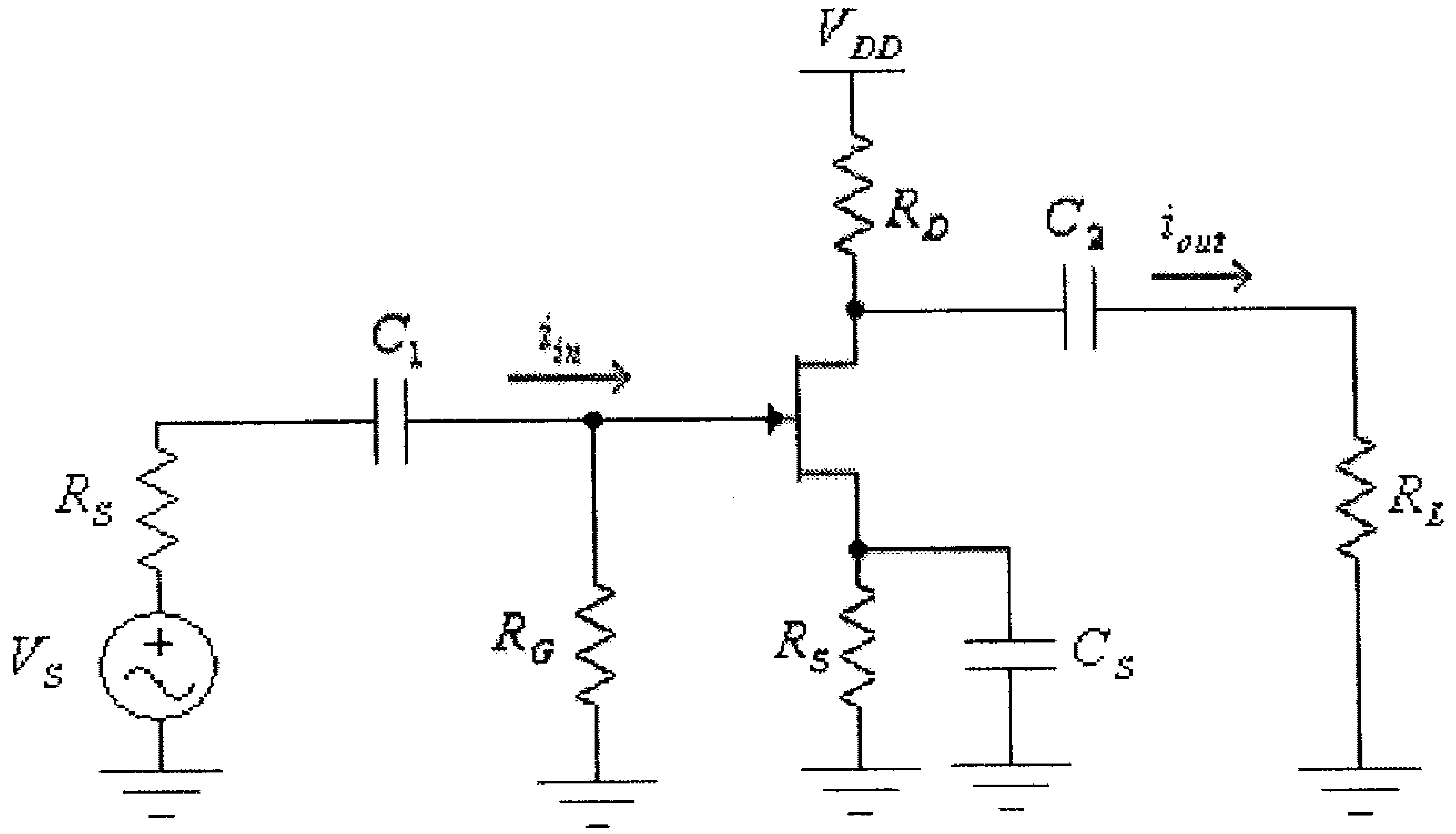
وبالتالي فإن قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة لهذه الدائرة هي القيمة العظمى لكل من f_{LC1} ، f_{LC2} ،أي أن:

$$f_L = \max\{f_{LC1}, f_{LC2}\} = \max\{71.56,158.58\} = 158.58Hz.$$

5.6 الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المنخفضة.

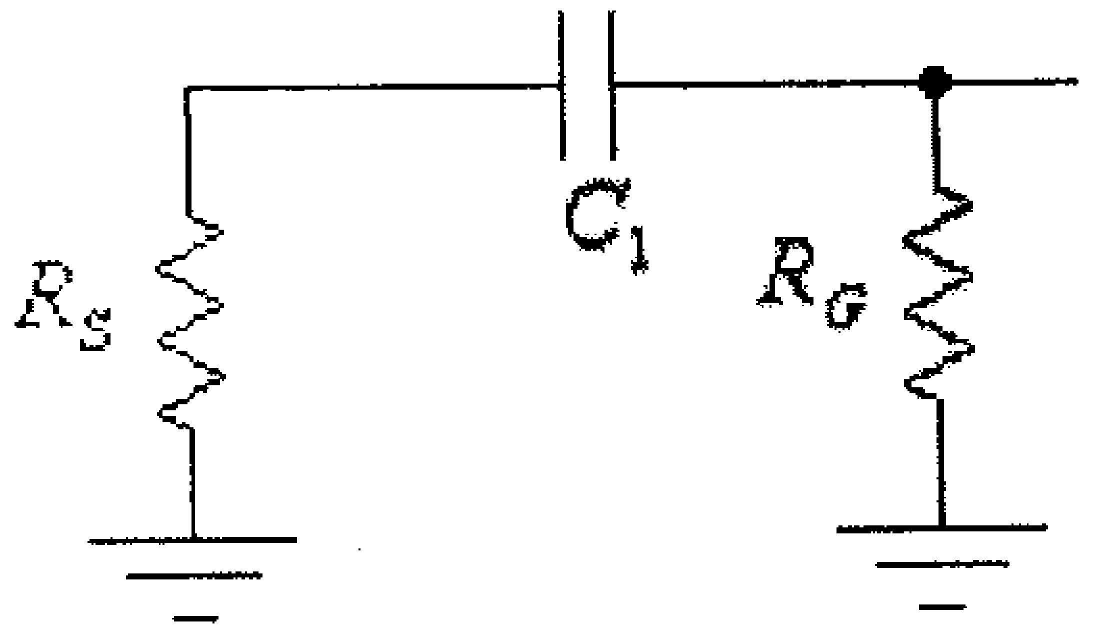
لا تختلف دراسة الإستجابة الترددية لدوائر ترانزيستورات تأثير المجال عنها لدوائر ترانزيستورات ثنائية القطبية، حيث أنه في هذه الدوائر أيضاً فإن المكثفات الموجودة في دائرة التضخيم هي التي تحدد كيفية الإستجابة الترددية لهذه المضخمات عند الترددات المنخفضة.

وكما في حالة الترانزيستورات ثنائية القطبية فإن دراسة الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال مع الأخذ بعين الإعتبار تأثير كل المكثفات الموجودة في الدائرة وبنفس الوقت يعتبر صعباً نوعاً ما، لذا فإنه عادةً ما تتم دراسة تأثير كل من هذه المكثفات لوحده بإفتراض أن سعة المكثفات الأخرى كبيرة جداً (أي أن ممانعتها تساوي صفراً). وبالتالي فإنه يتم تحديد قيمة تردد القطع المُسبب من كل من هذه المكثفات، ويكون تردد القطع الناشيء عن هذه المكثفات جميعها مساوياً لأعلى تردد قطع ناتجاً عنها. ففي الدائرة التالية يتم دراسة تأثير كل من المكثفات C_1، C_2 و C_S كما يلي:



شكل (30)

- **تأثير المكثف** C_1: الدائرة الموصولة مع هذا المكثف هي الدائرة المدخليـــة والمبينة في الشكل التالي.

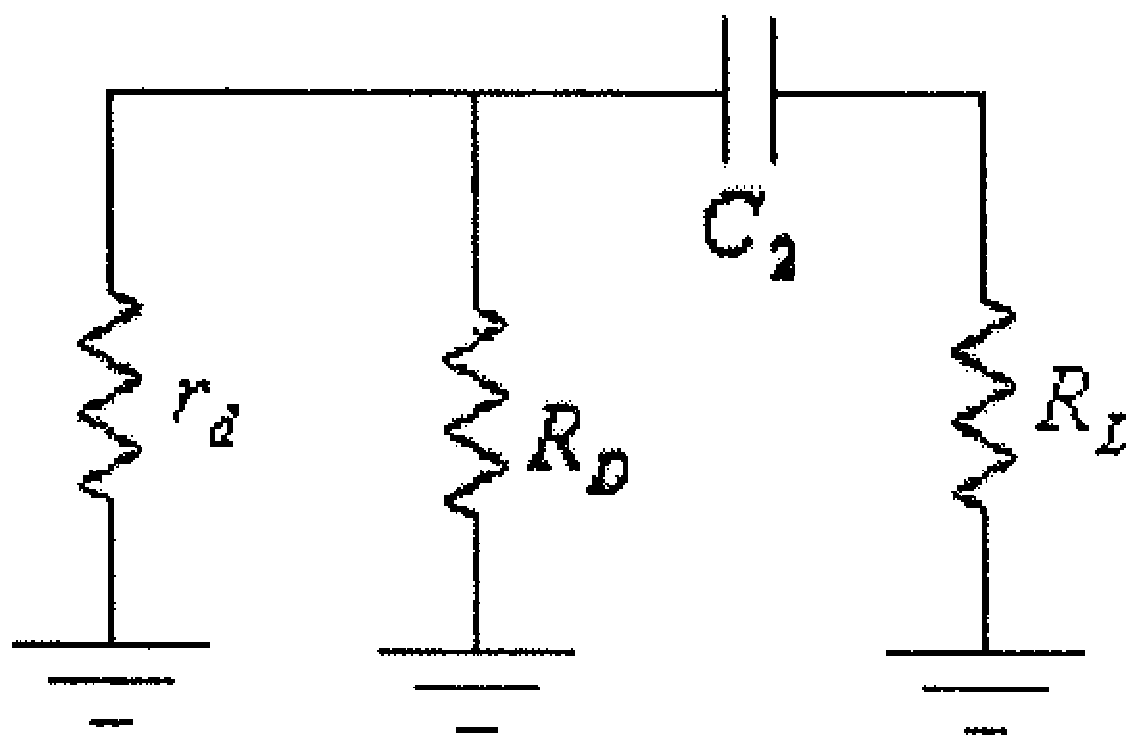


شكل (31)

من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف C_1 هي:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_S + R_G).C_1}$$

- **تأثير المكثف** C_2: لدراسة تأثير المكثف C_2 على الإستجابة الترددية لهذه الدائرة فإنه يتم إيجاد الدائرة المكافئة الموصولة مع المكثف C_2، والتـــي هي كما في الشكل التالي.



شكل (32)

لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تـــم إســـتبدال الترانزيـــستور بممانعته المخرجية r_d وإستبدال المكثف C_S بدارة قصر.

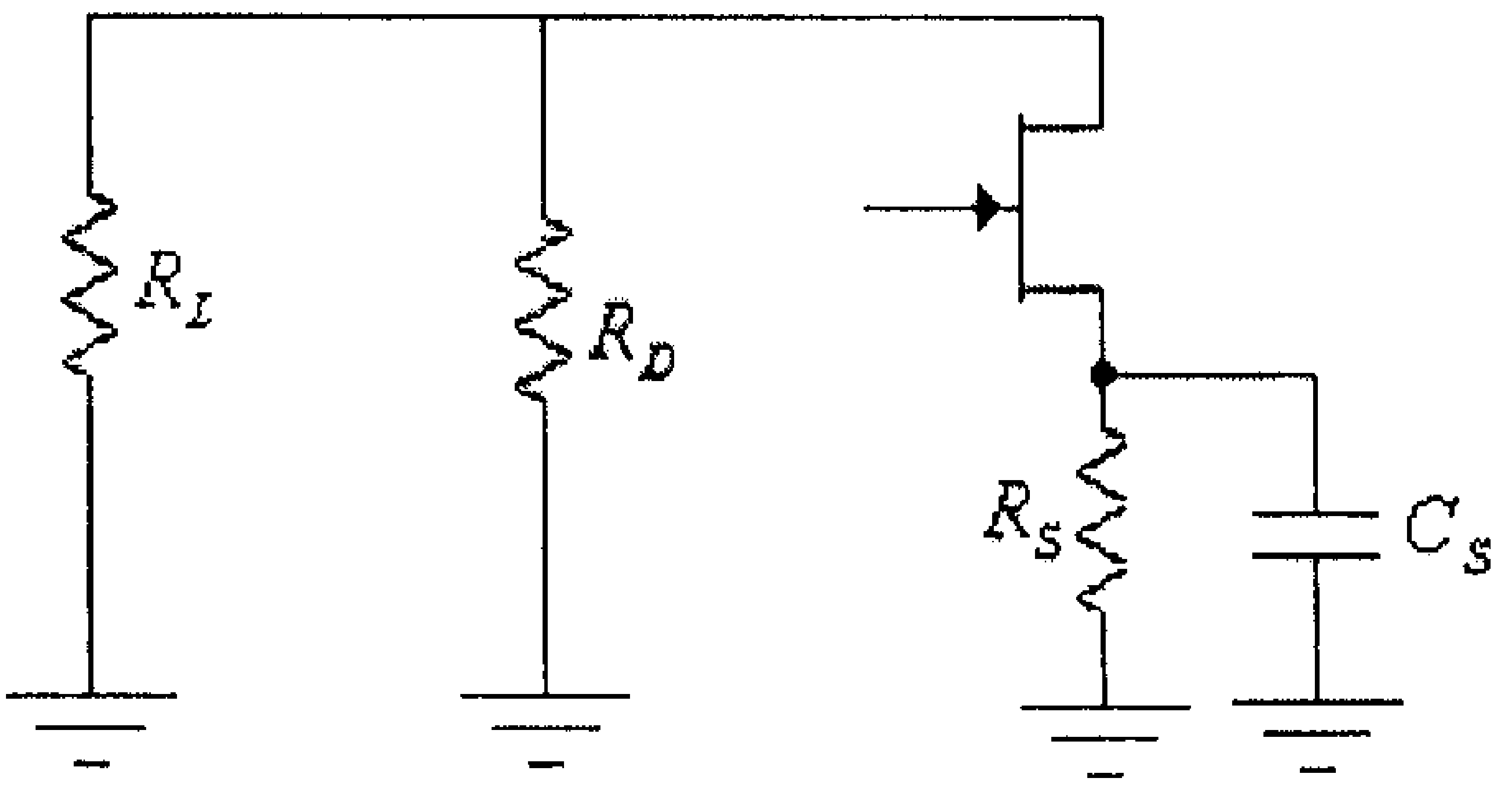
من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف C_2 هي:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2}$$

حيث R_O هي المقاومة المكافئة للمقاومتين R_D و r_d، أي أن:

$$R_O = R_D \| r_d = \frac{R_D.r_d}{R_D + r_d}$$

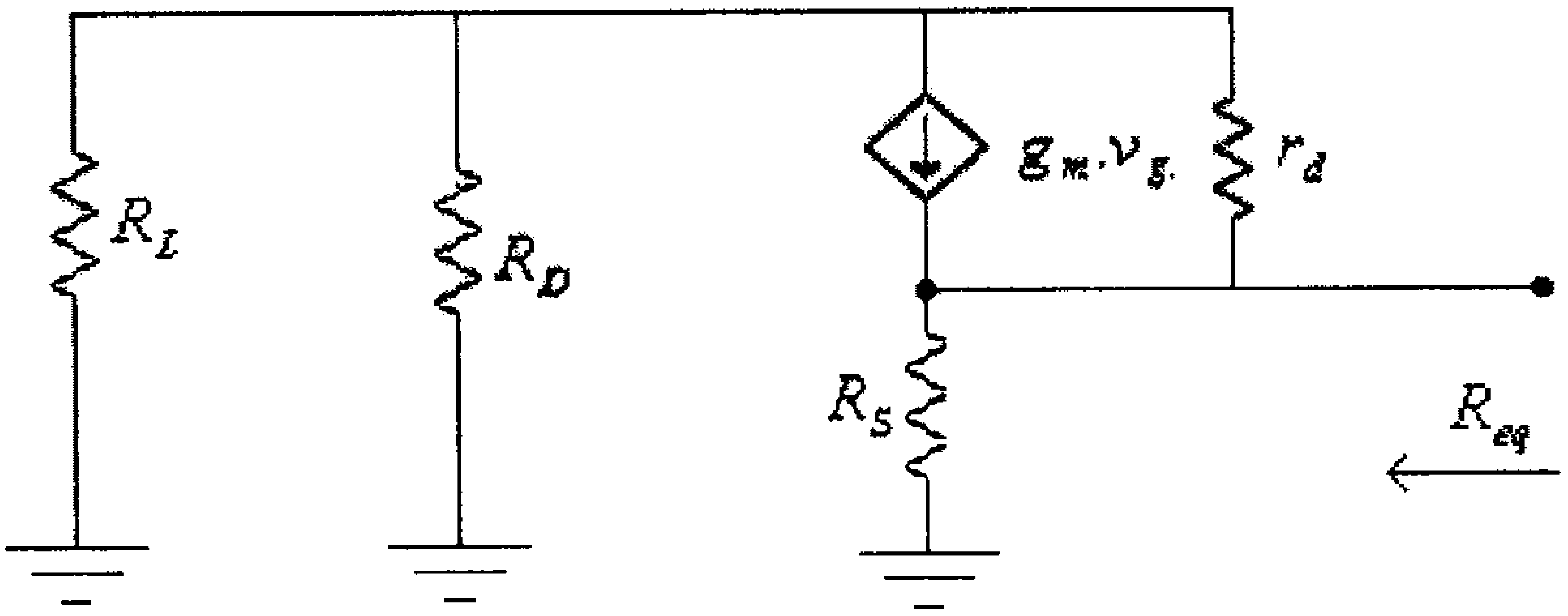
- **تأثير المكثف** C_S: لدراسة تأثير المكثف C_S على الإستجابة الترددية لهذه الدائرة، فإنه يتم إيجاد الدائرة المكافئة الموصولة مع هذا المكثف ، والتـــي هي كما في الشكل التالي.



شكل (33)

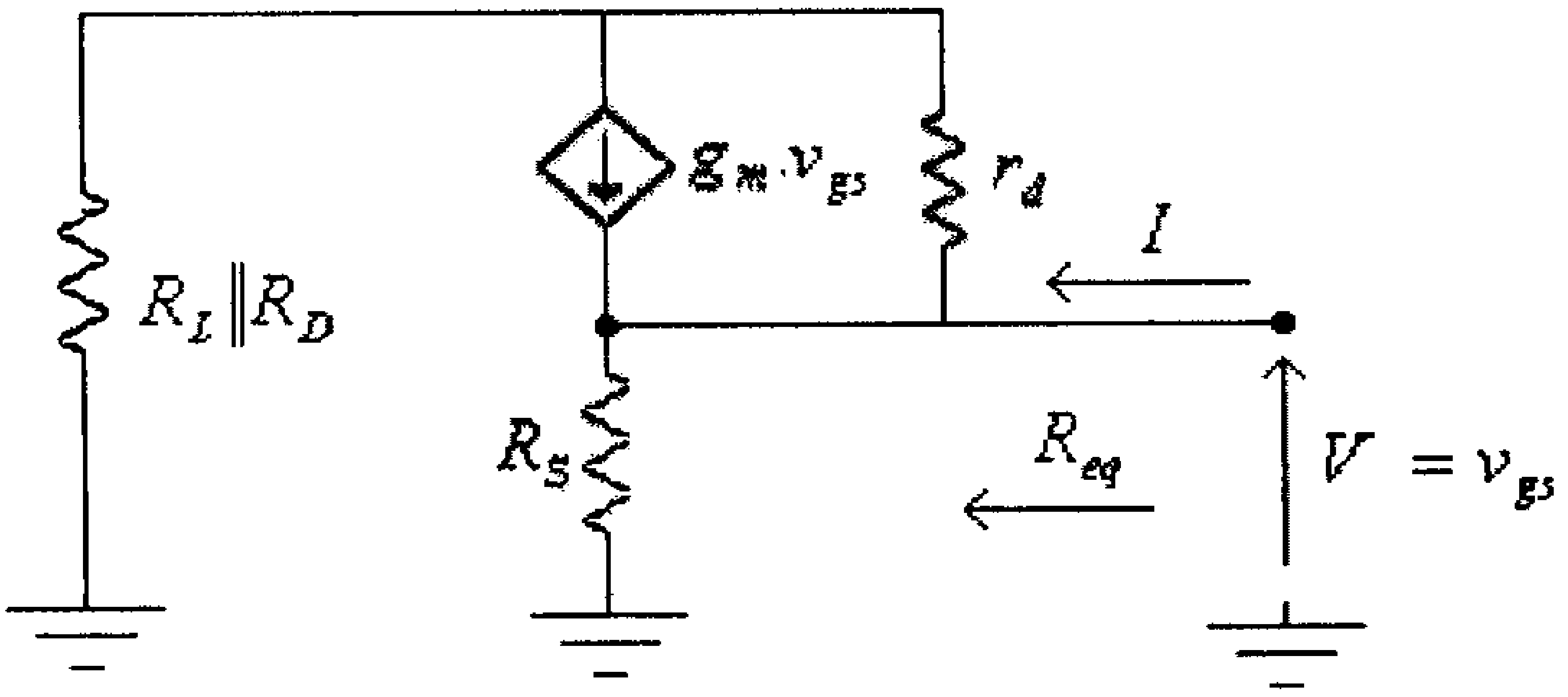
لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال المكثف C_2 بدارة قصر وحذف مصدر التغذية V_{CC}.

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (34)

وإحدى طرق إيجاد قيمة المقاومة R_{eq} هي بتطبيق فولطية $V = v_{gS}$ على مدخل هذه الدائرة وحساب قيمة التيار I، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (35)

وبتطبيق قانون التراكب (superposition law) يمكن إعتبار التيار I مكون من مُركبتين إحداهما مُسببة من مصدر الفولطية $V = v_{gs}$ والأخرى مُسببة من مصدر التيار $g_m.v_{gs}$، حيث:

- مركبة التيار المُسببة من الفولطية $V = v_{gs}$ هي:

$$I_1 = \frac{v_{gs}.(R_S + r_d + R_L \| R_D)}{R_S.(r_d + R_L \| R_D)}$$

- - مركبة التيار المُسببة من مصدر التيار $g_m.v_{gs}$ هي:

$$I_2 = \frac{g_m.v_{gs}.r_d}{r_d + R_L \| R_D}$$

وبالتالي فإن التيار I يساوي:

$$I = I_1 + I_2 = \frac{v_{gs}.(R_S + r_d + R_L \| R_D)}{R_S.(r_d + R_L \| R_D)} + \frac{g_m.v_{gs}.r_d}{r_d + R_L \| R_D}$$

$$= \frac{v_{gs}.(R_S + r_d + R_L \| R_D) + g_m.v_{gs}.r_d.R_S}{R_S.(r_d + R_L \| R_D)}$$

ومنها:

$$R_{eq} = \frac{v_{gs}}{I} = \frac{R_S.(r_d + R_L \| R_D)}{R_S + r_d + R_L \| R_D + g_m.r_d.R_S}$$

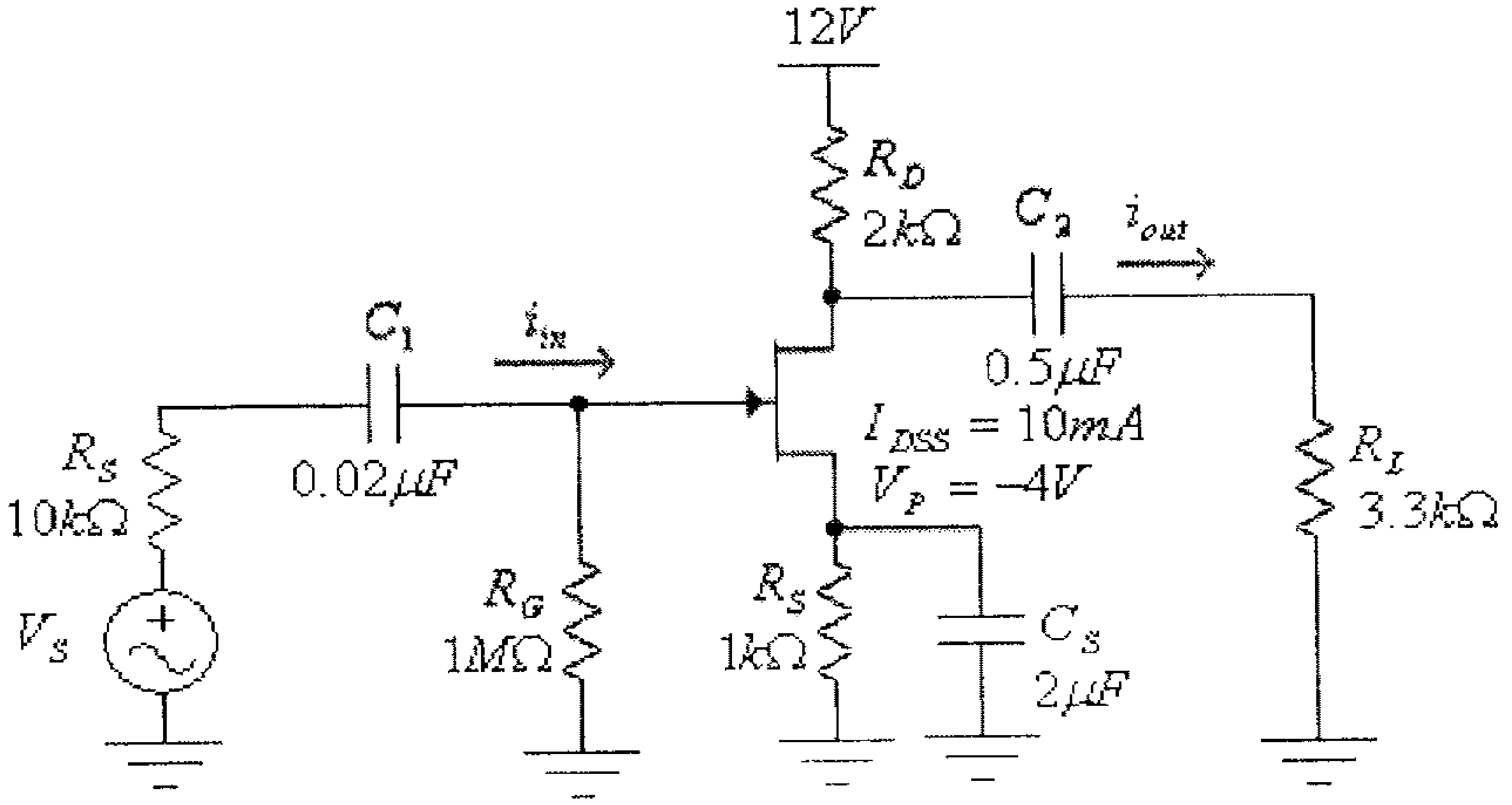
لاحظ أنه عندما تكون $r_d = \infty\Omega$ فإن:

$$R_{eq} = \frac{R_S}{1 + g_m.R_S}$$

وبالتالي فإن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف C_S هي:

$$f_{LCS} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_S}$$

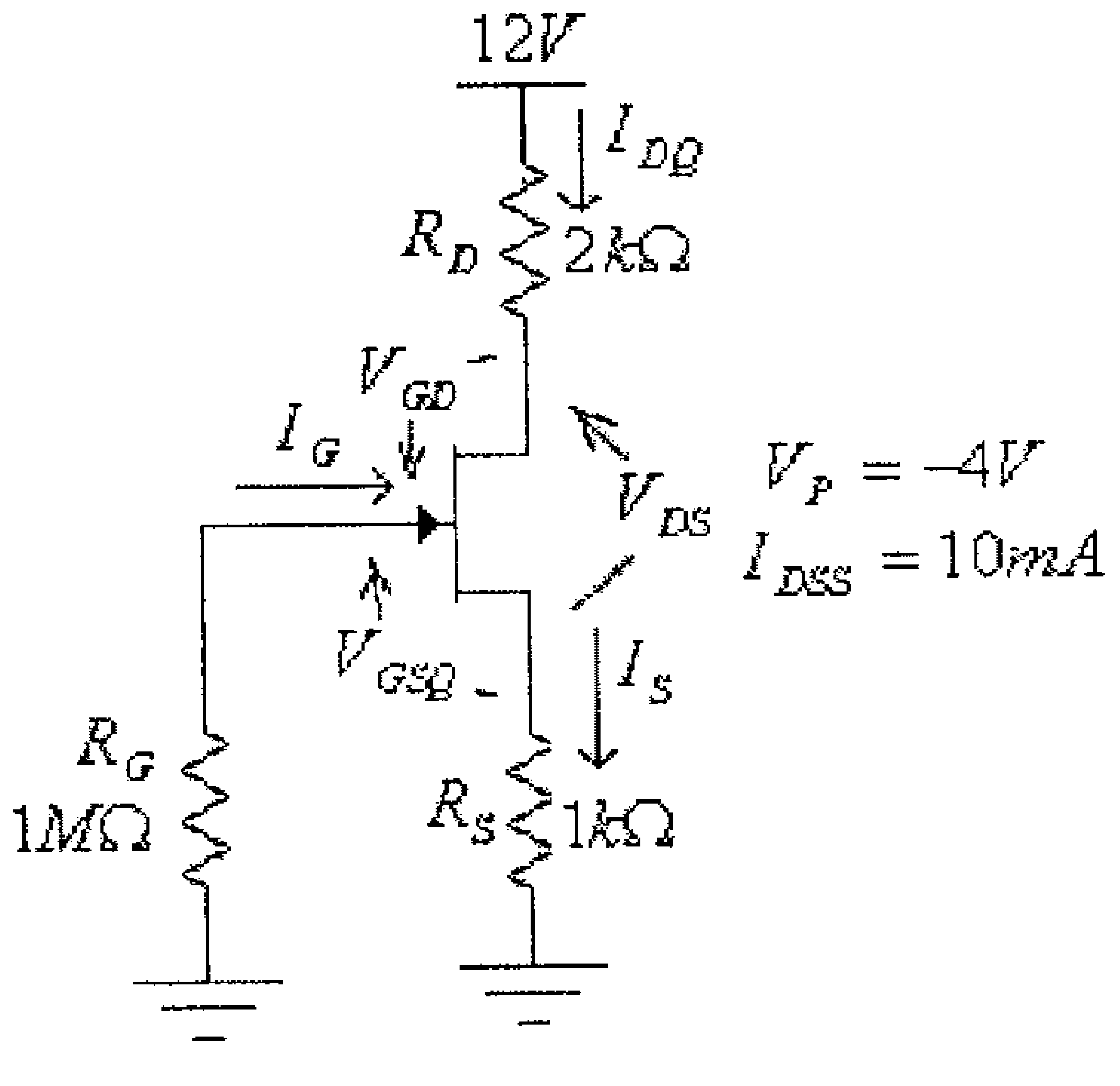
مثال (10): أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة للدائرة التالية.



شكل (36)

الحل:

يبدأ الحل بإيجاد قيمة جهد الإنحياز V_{GSQ} ، فمن دائرة الإنحياز المبينـــة في الشكل التالي.



شكل (37)

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1-\frac{-I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1+\frac{I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-\frac{1000I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-250I_{DQ}\right)^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-500I_{DQ}+62500I_D{}^2\right)$$

أو:

$$625I_{DQ}{}^2 - 6I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{6 \pm \sqrt{36-4(625)(0.01)}}{(2)(625)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0075A = 7.5mA$$
$$I_{DQ2} = 0.0021A = 2.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = -I_D.R_S = -1000.I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = -I_{DQ1}.R_S = -1000.I_{DQ1} = -1000(0.0075) = -7.5V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -2.1x10^{-3}(1x10^3) = -2.1V$$

والآن نستطيع إيجاد:

$$g_{mO} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2(10x10^{-3})}{4} = 5x10^{-3}S = 5mS$$

$$g_m = g_{mO}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) = 5x10^{-3}\left(1 - \frac{-2.1}{-4}\right) = 2.375x10^{-3}S = 2.375mS$$

وبالتالي فإن:

- تردد القطع المسبب من المكثف C_1 هو:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_S + R_G).C_1}$$

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(10x10^3 + 1x10^6).(0.02x10^{-6})} = 7.88Hz$$

- تردد القطع المسبب من المكثف C_2 هو:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2}$$

حيث R_O هي المقاومة المكافئة للمقاومتين R_D و r_d، أي أن:

$$R_O = R_D \| r_d = \frac{R_D.r_d}{R_D + r_d} = R_D = 2k\Omega$$

و:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2} = \frac{1}{2\pi(2x10^3 + 3.3x10^3).(0.5x10^{-6})} = 60.09Hz.$$

- تردد القطع المسبب من المكثف C_S هو:

$$f_{LCS} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_S}$$

حيث:

$$R_{eq} = \frac{R_S}{1 + g_m.R_S} = \frac{1x10^3}{1 + (2.375x10^{-3}).(1x10^3)} = 296.3\Omega$$

و:

$$f_{LCS} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_S} = \frac{1}{2\pi(296.3)(2x10^{-6})} = 268.57Hz$$

وبالتالي فإن قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة لهذه الدائرة هي القيمة العظمى لكل من f_{LC1} ، f_{LC2} و f_{LCS}، أي أن:

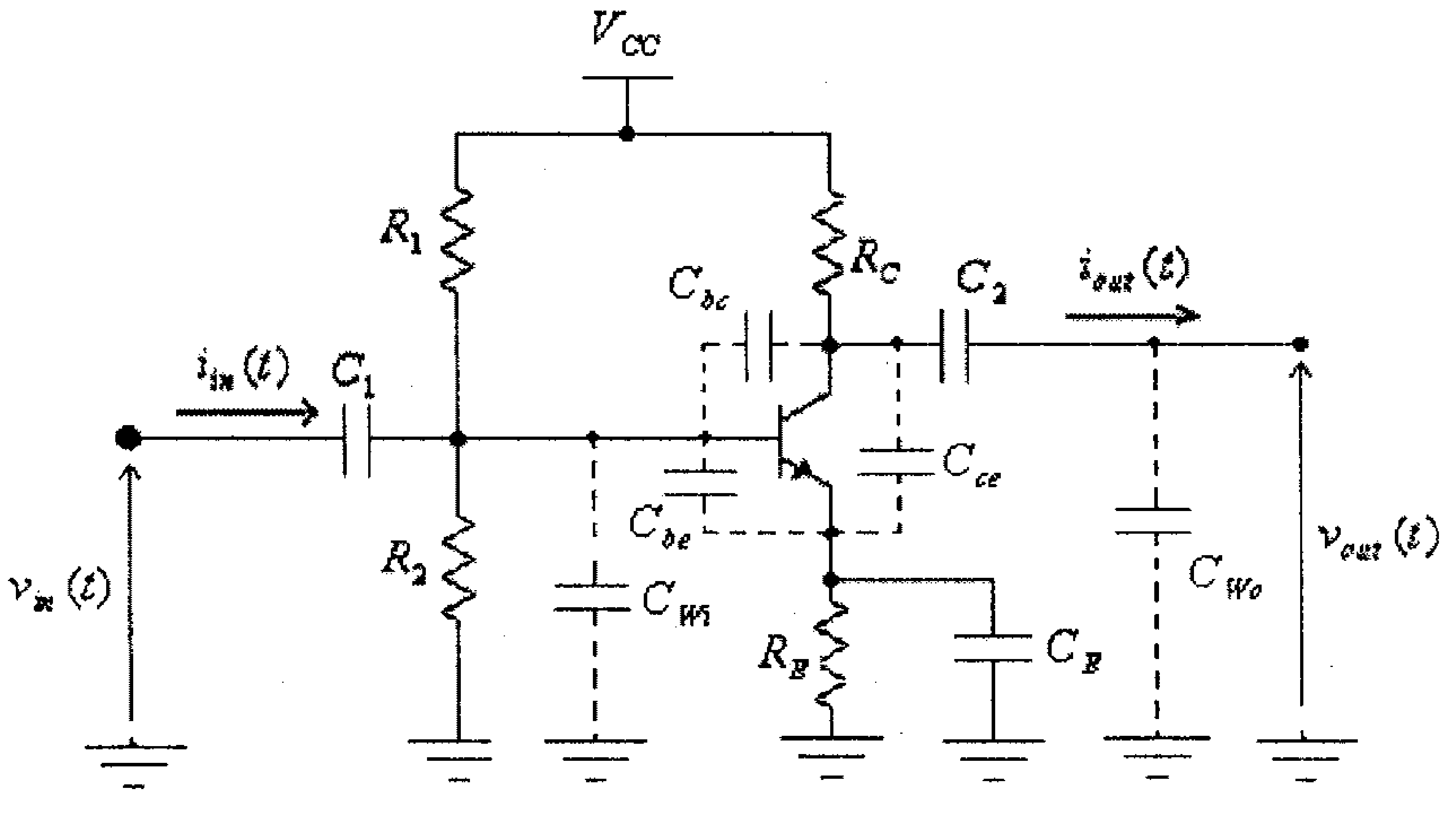
$$f_L = \max\{f_{LC1}, f_{LC2}, f_{LCS}\} = \max\{7.88, 60.09, 268.57\} = 268.57Hz.$$

5.7 الإستجابة الترددية عند الترددات المرتفعة.

تناولنا في ما مضى الإستجابة الترددية، لدوائر الترانزيستورات المختلفة، عند الترددات المنخفضة. وبينا أن ما يحدد كيفية تلك الإستجابة هي قيم المكثفات الموجودة في تلك الدوائر والمقاومات الموصولة معها. وعند الترددات المرتفعة فإن قيم ممانعة تلك المكثفات تصبح قليلة جداً وتكافىء دارة قصر.

وعند الترددات المرتفعة فإن ما يحدد الإستجابة الترددية لدوائر الترانزيستورات المختلفة هي المواسعات الموجودة بين أطراف الترانزيستورات (inter-electrode capacitances) وكذلك المواسعات الموجودة بين أسلاك التوصيل (wiring capacitances) في الدائرة الالكترونية الموجودة بها تلك الترانزيستورات. وفي دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية فإنه يضاف للعاملين السابقين تأثر قيمة معامل تضخيم التيار (β) للترانزيستور بتغير تردد الإشارة المدخلية.

وحتى نوضح ما قصدناه فبالرجوع الى دائرة التضخيم المبينة في الشكل أدناه، فإن:



شكل (38)

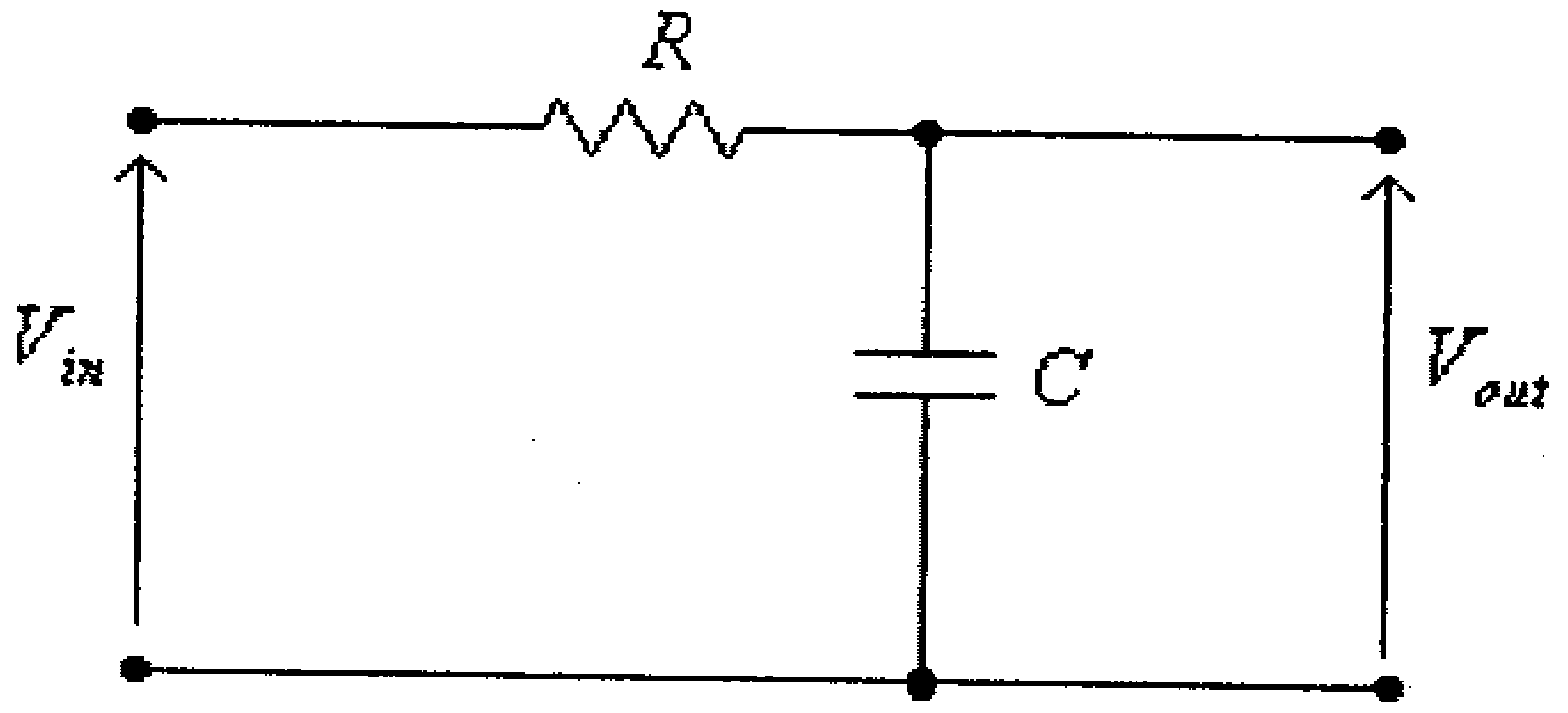
1- كل من المكثفات C_1، C_2 و C_E، والتي تم أخذها بعين الإعتبار عند دراسة الإستجابة الترددية للترددات المنخفضة، يكافىء دارة قصر (short-circuit) لأن سعتها كبيرة نسبياً.

2- كل من المكثفات C_{be}، C_{bc} و C_{ce}، والتي تمثل المواسعات المشكّلة بين أطراف الترانزيستور وتم أهمالها عند الترددات المنخفضة لأن سعة كل منها قليلة، أي إن ممانعتها مرتفعة وتكافىء دارة مفتوحة (open-circuit) عند تلك الترددات، لا يمكن إهمال تأثيرها عند الترددات المرتفعة لأن ممانعتها عند تلك الترددات تصبح قريبة من قيم المقاومات الأخرى في الدائرة.

3- كل من المكثفين C_{Wi} و C_{Wo}، والتي تمثل المكثفات المشكّلة بين أسلاك التوصيل على مدخل ومخرج هذه الدائرة وتم أهمالها عند الترددات المنخفضة لأن سعة كل منها قليلة، فلا يمكن إهمال تأثيرها عند الترددات المرتفعة لأن ممانعتها عند تلك الترددات تصبح قريبة من قيم المقاومات الأخرى في الدائرة.

4- المكثف C_{bc} يمثل ممراً لتغذية راجعة بين مخرج هذه الدائرة ومدخلها وتأثير هذا المكثف على عمل هذه الدائرة عند الترددات المرتفعة يعتمد على قيم معامل التضخيم لهذه الدائرة، ويزداد هذا التأثير بإزدياد قيمة معامل التضخيم، وتسمى هذه الظاهرة بظاهرة (Miller)، التي سنناقشها فيما بعد.

5- الدائرة المكافئة لكل من مدخل دائرة التضخيم ومخرجها تتكون من مكثف موصول مع مقاومة (R-C circuit) ، كما في الشكل التالي.



شكل (39)

في هذه الدائرة:

$$\dot{V}_{out} = \frac{\dot{V}_{in} . \dot{X}_C}{\dot{X}_C + R} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

حيث $\dot{V}_{out}$ و $\dot{V}_{in}$ هي القيم المركبة (complex values) لكل من الفولطيتين المخرجية والمدخلية على التوالي و $\dot{X}_C$ هي ممانعة المكثف.

أي أن:

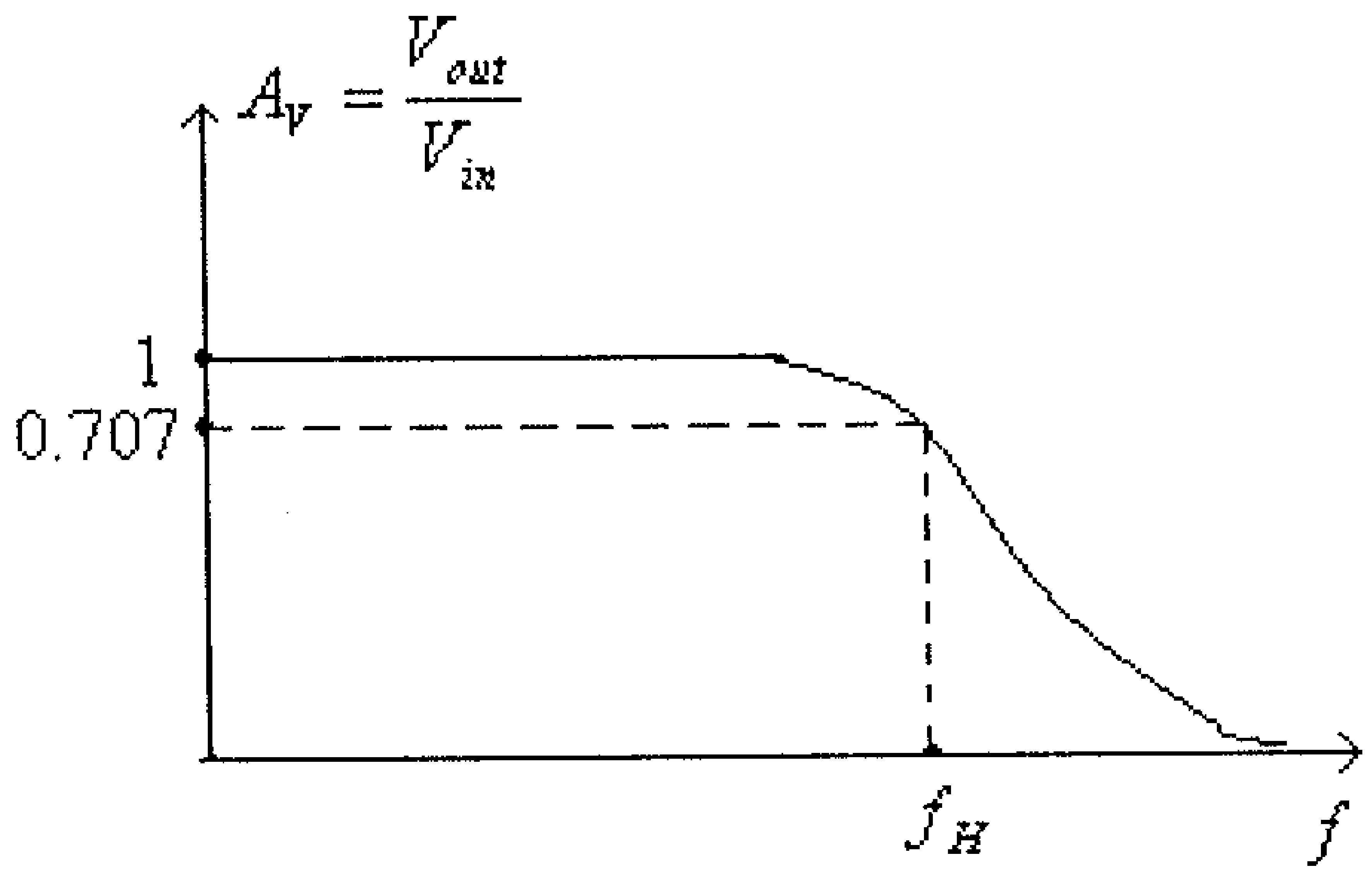
$$V_{out} = \frac{X_C . V_{in}}{\sqrt{X_C^2 + R^2}} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1+\left(\frac{R}{X_C}\right)^2}} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1+(\omega.C.R)^2}} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1+(2\pi.f.C.R)^2}} \quad .. (2)$$

. حيث V_{out} و V_{in} هما القيم الفعّالة (rms values) لكل من الفولطيتين المخرجية والمدخلية على التوالي و $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$ هي ممانعة المكثف.

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi.f.C.R)^2}} \quad \ldots\ldots\ldots (3)$$

وهذه المعادلة تعطينا العلاقة بين معامل التضخيم (A_V) والتردد (f) لهذه الدائرة، والمبينة في الشكل أدناه.



شكل (40)

مما سبق أعلاه نستنتج أنه:

- عندما تكون قيمة التردد تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر) فإن قيمة A_V تساوي واحداً.
- عندما تكون قيمة التردد كبيرةً فإن قيمة A_V تؤول الى الصفر.
- عند قيمة التردد $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ ، فإن:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi.f_H.C.R)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+1}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

لاحظ أنه عند قيمة التردد $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ فإن ممانعة المكثف $\left(X_C = \frac{1}{2\pi f_H C}\right)$ تصبح مساوية لقيمة المقاومة (R). وقيمة التردد f_H هذه تسمى تردد القطع للترددات المرتفعة.

وحيث أن كسب الفولطية بالديسيبل يعرف على أنه:

$$G_V = 20\log(A_V)$$

فيمكن أن نستنتج أن العلاقة بين كسب الفولطية لهذه الدائرة (بالديسيبل) وتردد الإشارة المدخلية هو كما يلي:

- عندما تكون قيمة التردد تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر) فإن قيمة A_V تساوي واحداً، وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20\log(A_V) = 20\log(1) = 0dB$$

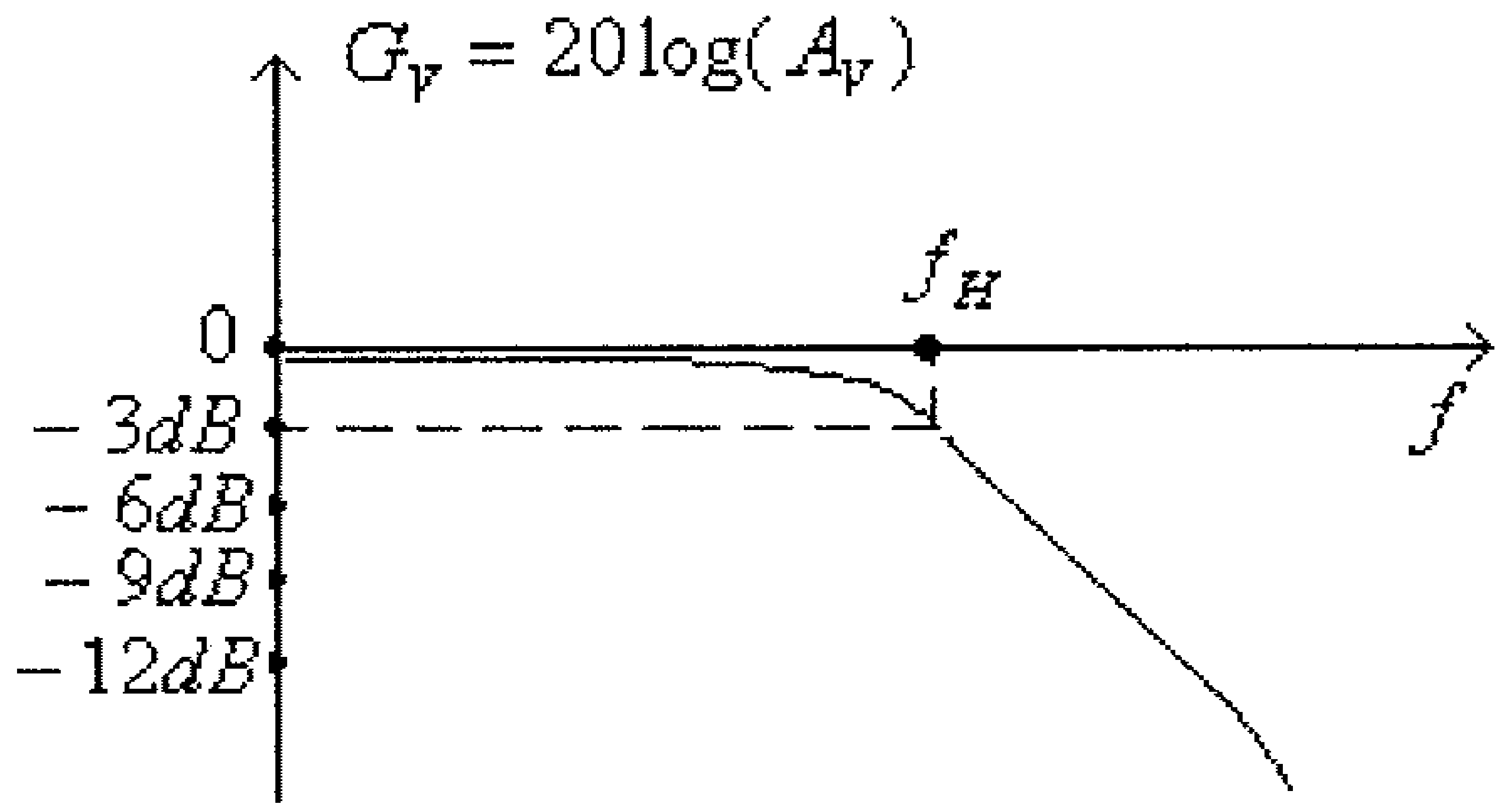
- عندما تكون قيمة التردد كبيرةً جداً فإن قيمة A_V تصبح صفراً ، وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20\log(A_V) = 20\log(0) = -\infty dB$$

- عند قيمة التردد f_H (تردد القطع للترددات المرتفعة) فإن قيمة A_V تصبح تساوي $\frac{1}{\sqrt{2}}$ وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20\log(\frac{1}{\sqrt{2}}) = -3dB$$

وهذه العلاقة (العلاقة بين كسب الفولطية لهذه الدائرة بالديسيبل وتردد الإشارة المدخلية) هي كما في الشكل التالي.



شكل (41)

وبالعودة الى المعادلة رقم (1) السابقة، وهي:

$$\dot{V}_{out} = \frac{\dot{V}_{in} . \dot{X}_C}{\dot{X}_C + R}$$

نجد أن القيمة المركبة لمعامل التضخيم هي:

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{\dot{X}_C}{\dot{X}_C + R} = \frac{1}{1 + j(2\pi . fR.C)}$$

وباستخدام تعريف التردد f_H (تردد القطع للترددات المرتفعة)، وهو:

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

نستنتج أن:

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_H}\right)} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن العلاقة بين القيمة العددية لمعامل التضخيم والتردد هي:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5$$

والعلاقة بين الكسب بالديسيبل والتردد هي كما يلي:

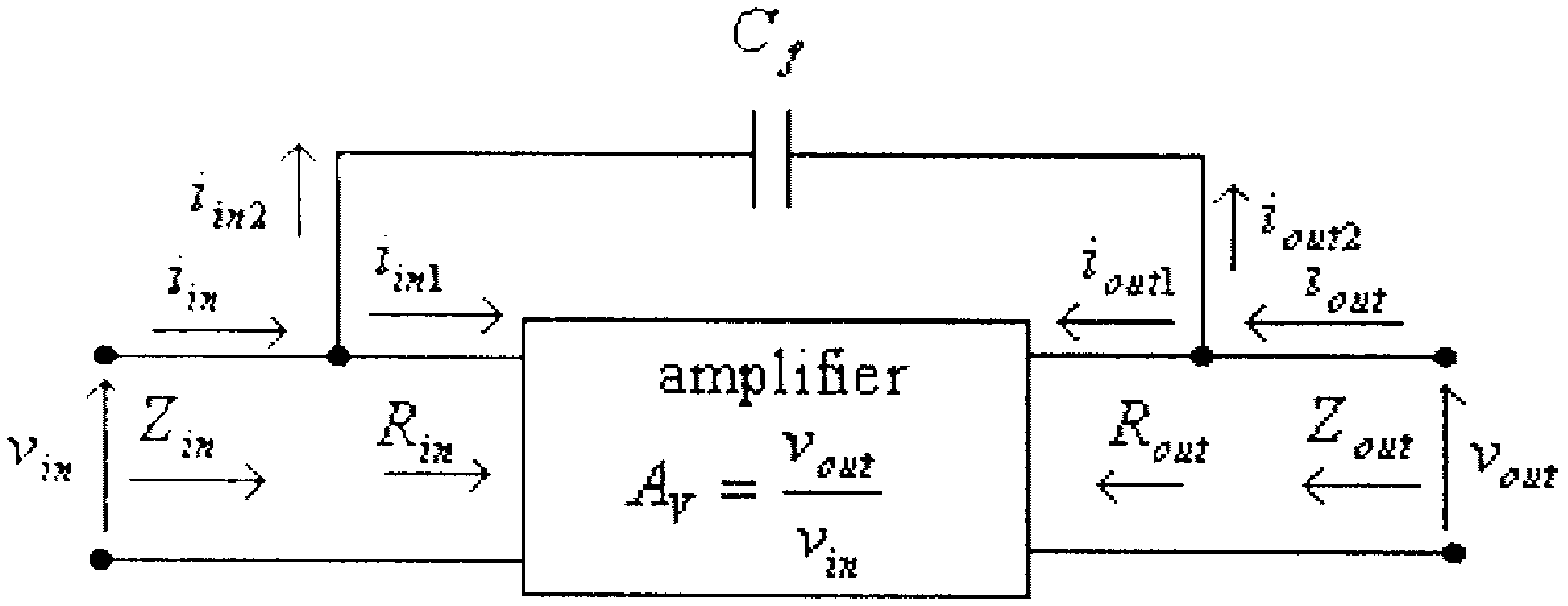
$$G_V = 20\log(A_V) = 20\log\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}}\right)$$

$$G_V = 20\log\left[1+\left(\frac{f}{f_H}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} = -10\log\left[1+\left(\frac{f}{f_H}\right)^2\right] \quad \ldots\ldots\ldots(6)$$

5.8 ظاهرة (Miller).

لعلك لاحظت في شكل (38) السابق أن المكثف C_{bc} يمثل ممراً لتغذية راجعة بين مخرج هذه الدائرة ومدخلها، وتأثير هذا المكثف على عمل هذه الدائرة عند الترددات المرتفعة يعتمد على قيم معامل التضخيم لهذه الدائرة، ويزداد هذا التأثير بإزدياد قيمة معامل التضخيم.

فبالرجوع الى الدائرة التالية والتي يشكل فيها المكثف C_f ممراً للتغذية الراجعة بين مخرج هذه الدائرة ومدخلها، تلاحظ أنه:



شكل (42)

لمدخل هذه الدائرة:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{Z_{in}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

$$i_{in1} = \frac{v_{in}}{R_{in}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

$$i_{in2} = \frac{v_{in} - v_{out}}{X_{Cf}} = \frac{v_{in} - A_V . v_{in}}{X_{Cf}} = \frac{(1 - A_V).v_{in}}{X_{Cf}} \ldots\ldots (3)$$

ولكن:

$$i_{in} = i_{in1} + i_{in2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

وبتعويض المعادلات (1)، (2) و (3) في المعادلة رقم (4)، نستنتج أن:

$$\frac{v_{in}}{Z_{in}} = \frac{v_{in}}{R_{in}} + \frac{(1-A_V).v_{in}}{X_{Cf}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

وبقسمة طرفي هذه المعادلة على v_{in}، نستنتج أن:

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{R_{in}} + \frac{(1-A_V)}{X_{Cf}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (6)$$

ولكن:

$$X_{Cf} = \frac{1}{\omega.C_f} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (7)$$

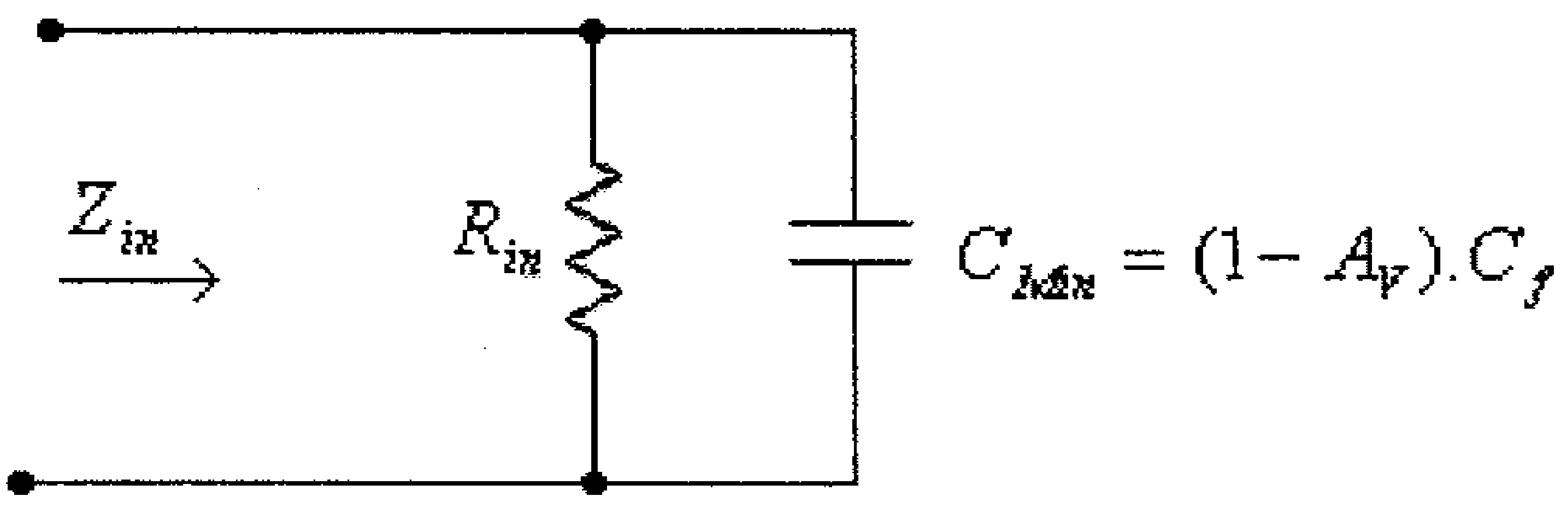
وبتعويض المعادلة (7) في المعادلة (6)، نستنتج أن:

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{R_{in}} + (1-A_V).\omega.C_f$$

وهذه المعادلة يمكن كتابتها أيضاً بالشكل:

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{\dfrac{1}{(1-A_V).\omega.C_f}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (8)$$

وهذه المعادلة تعني أن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة تكافىء المقاومة R_{in} موصولة على التوازي مع مكثف سعته $(1-A_V).C_f$، كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (43)

أي أن المكثف C_f والذي يربط مخرج هذه الدائرة مع مدخلها قد إنعكس بتأثيره على مدخل هذه الدائرة بالقيمة $C_{Min} = (1 - A_V).C_f$، وتسمى هذه الظاهرة بظاهرة (Miller).

لاحظ أنه عند قيم سالبة لمعامل التضخيم (وجود زاوية طور بين موجتي إشارتي المدخل والمخرج بمقدار 180^0) فإن قيمة المكثف C_{Min} والمُسبب من ظاهرة (Miller) سيكون كبيراً مما يؤدي الى نقصان قيمة فولطية الإشارة المدخلية للدائرة.

ولظاهرة (Miller) أيضاً تأثير على قيمة سعة المكثف التي ستظهر على مخرج الدائرة، فبالعودة الى الدائرة المبينة في شكل (42) السابق، نستنتج أن:

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{Z_{out}} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (9)$$

$$i_{out1} = \frac{v_{out}}{R_{out}} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (10)$$

$$i_{iout2} = \frac{v_{out} - v_{in}}{X_{Cf}} = \frac{v_{out} - \frac{v_{out}}{A_V}}{X_{Cf}} = \frac{(1 - \frac{1}{A_V}).v_{out}}{X_{Cf}} \dots (11)$$

ولكن:

$$i_{out} = i_{out1} + i_{out2} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (12)$$

وبتعويض المعادلات (9)، (10) و (11) في المعادلة رقم (12)، نستنتج أن:

$$\frac{v_{out}}{Z_{out}} = \frac{v_{out}}{R_{out}} + \frac{(1 - \frac{1}{A_V}).v_{out}}{X_{Cf}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (13)$$

وبقسمة طرفي هذه المعادلة على v_{out}، نستنتج أن:

$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{R_{out}} + \frac{(1 - \frac{1}{A_V})}{X_{Cf}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (14)$$

ولكن:

$$X_{Cf} = \frac{1}{\omega.C_f} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (15)$$

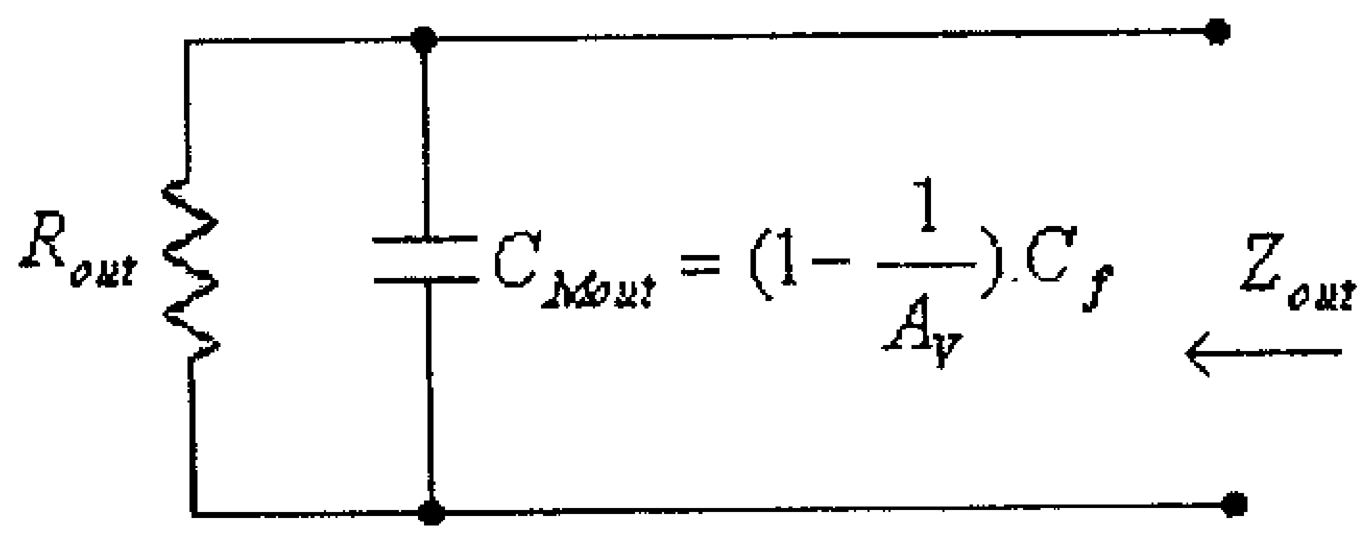
وبتعويض المعادلة (15) في المعادلة (14)، نستنتج أن:

$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{R_{out}} + (1 - \frac{1}{A_V}).\omega.C_f$$

وهذه المعادلة يمكن كتابتها أيضاً بالشكل:

$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{\dfrac{1}{(1 - \frac{1}{A_V}).\omega.C_f}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (16)$$

وهذه المعادلة تعني أن الممانعة المخرجية لهذه الدائرة تكافيء المقاومة R_{out} موصولة على التوازي مع مكثف سعته $(1 - \frac{1}{A_V}).C_f$، كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (44)

أي أن المكثف C_f والذي يربط مخرج هذه الدائرة مع مدخلها قد إنعكس بتأثيره على مخرج هذه الدائرة بالقيمة $C_{Mout} = (1 - \frac{1}{A_V}).C_f$.

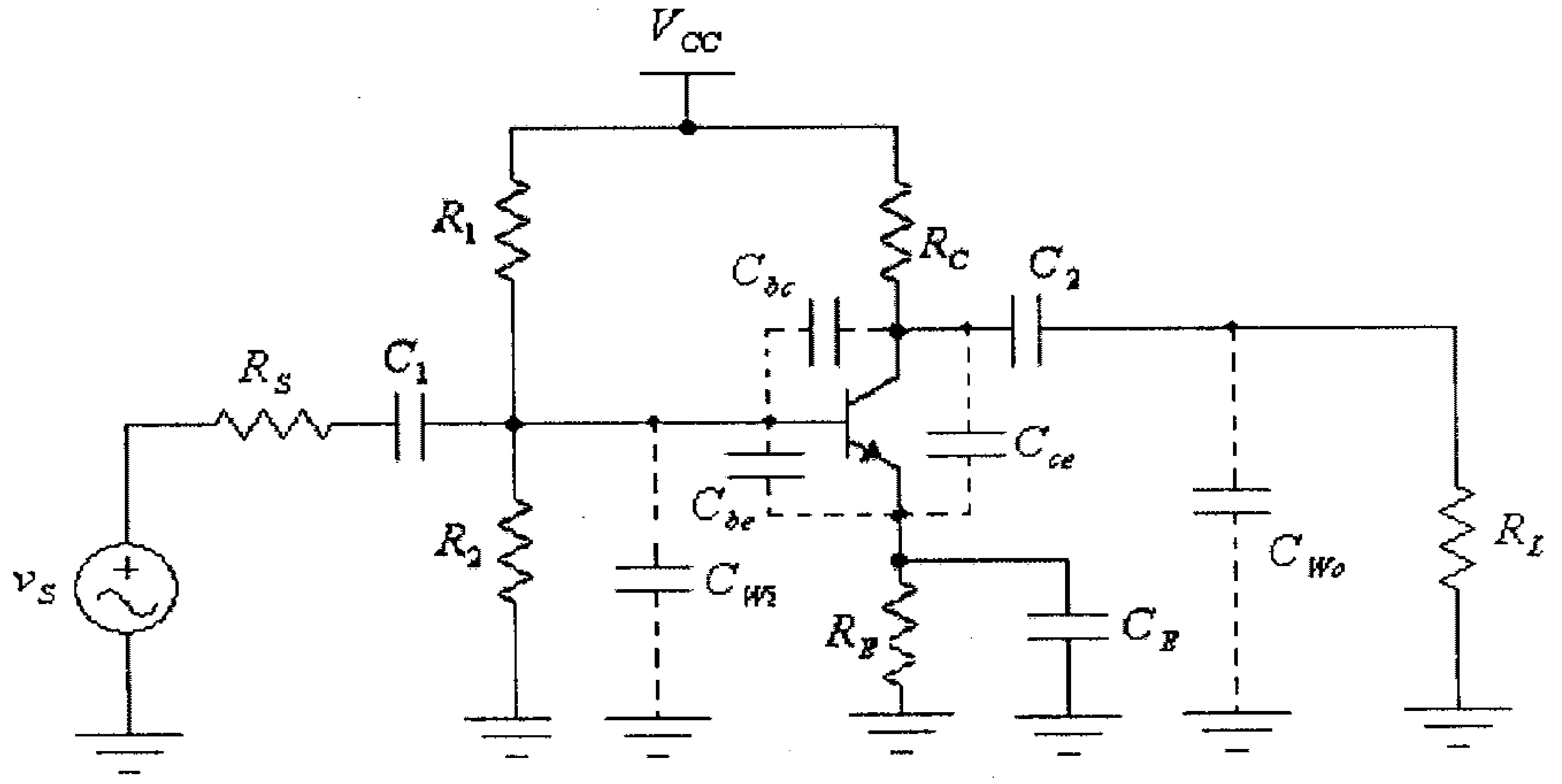
وحيث أن قيمة A_V عادةً ما تكون كبيرة جداً، فإن:

$$C_{Mout} \approx C_f$$

5.9 الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المرتفعة.

وكما ذُكر سابقاً فإن ما يحدد الإستجابة الترددية لدوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية، عند الترددات المرتفعة، هي المواسعات الموجودة بين أطراف الترانزيستورات (inter-electrode capacitances) والمواسعات الموجودة بين أسلاك التوصيل (wiring capacitances) وكذلك تغير قيمة معامل تضخيم التيار (β) للترانزيستور بتغير تردد الإشارة المدخلية للترانزيستور.

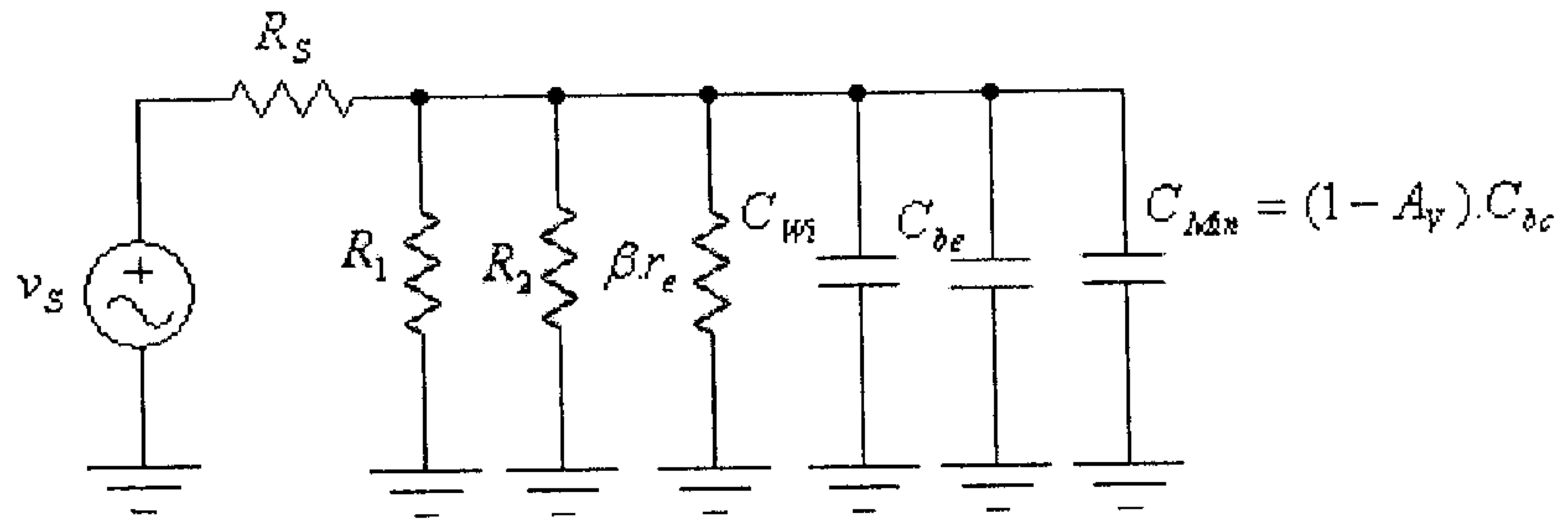
الشكل التالي يبين دائرة تضخيم الباعث المشترك وبإنحياز مجزىء الفولطية.



شكل (45)

في هذه الدائرة، وعند الترددات المرتفعة، فإن كل من المكثفات C_1، C_2 و C_E يكافىء دارة قصر (short-circuit) لأن سعتها كبيرة نسبياً، أما المكثفات C_{bc}، C_{be} و C_{ce} والموجودة بين أطراف الترانزيستور وكذلك المكثفان C_{Wi} و C_{Wo} والموجودة بين أسلاك التوصيل على مدخل ومخرج هذه الدائرة فلا يمكن إهمال تأثيرها لأن ممانعتها عند تلك الترددات تصبح قريبة من قيم المقاومات الأخرى في الدائرة.

مما ذُكر أعلاه يستنتج أن الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة، عند الترددات المرتفعة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (46)

من هذا الشكل يستنتج أن تردد القطع للترددات المرتفعة لمدخل هذه الدائرة هو :

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in}.C_{in}}$$

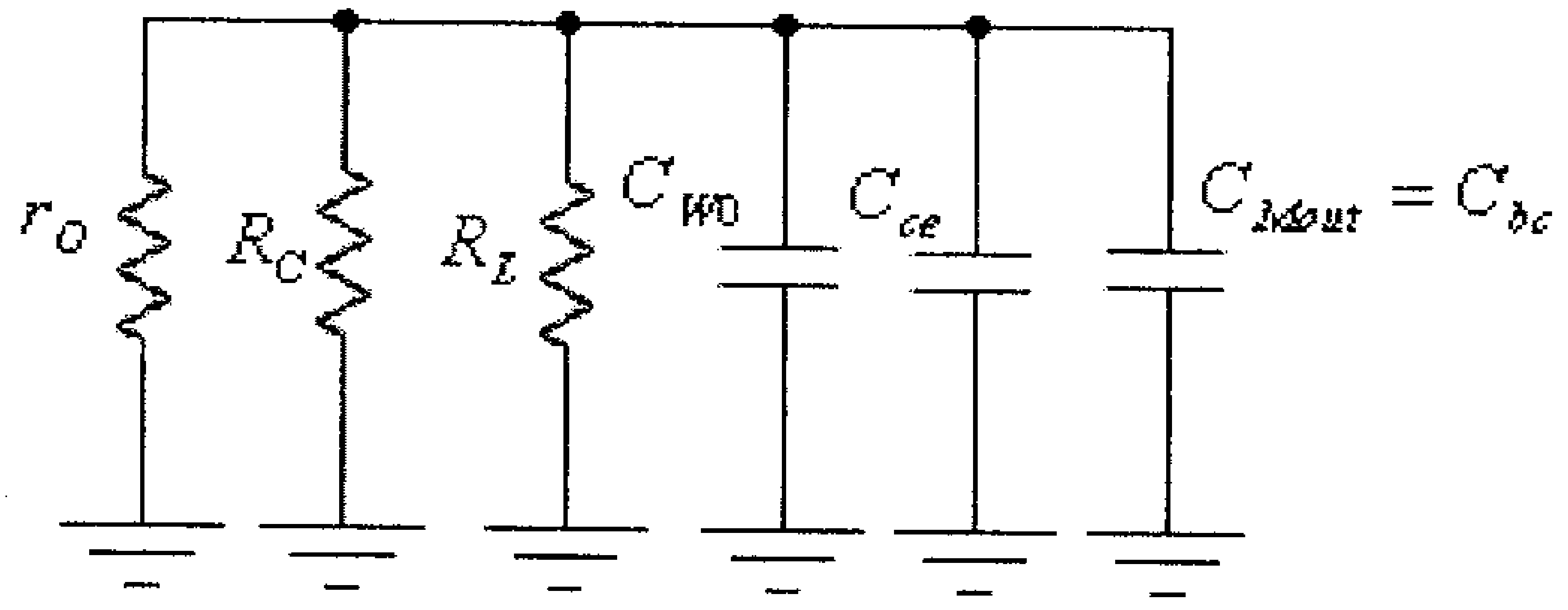
حيث:

$$R_{in} = R_S \| R_1 \| R_2 \| (\beta.r_e)$$

و :

$$C_{in} = C_{Wi} + C_{be} + C_{Min} = C_{Wi} + C_{be} + (1 - A_V).C_{bc}$$

والدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة، عند الترددات المرتفعة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (47)

من هذا الشكل يستنتج أن تردد القطع للترددات المرتفعة لمخرج هذه الدائرة هو:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out}.C_{out}}$$

حيث:

$$R_{out} = r_O \| R_C \| R_L$$

و:

$$C_{out} = C_{WO} + C_{ce} + C_{Mout} = C_{WO} + C_{ce} + C_{bc}$$

وما يحدد تردد القطع للترددات المرتفعة لهذه الدائرة هي القيمة الصغرى لكل من f_{Hinput} و $f_{Houtput}$، أي أن:

$$f_H = \min\{f_{Hinput}, f_{Houtput}\}$$

ولإستكمال دراسة الإستجابة الترددية لدوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المرتفعة فلا بد من التطرق الى كيفية تغير معامل تضخيم التيار (β أو h_{fe}) للترانزيستور بتغير قيمة تردد الإشارة، حيث وُجد أن هذه العلاقة هي:

$$h_{fe} = \frac{h_{femid}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}}$$

حيث:

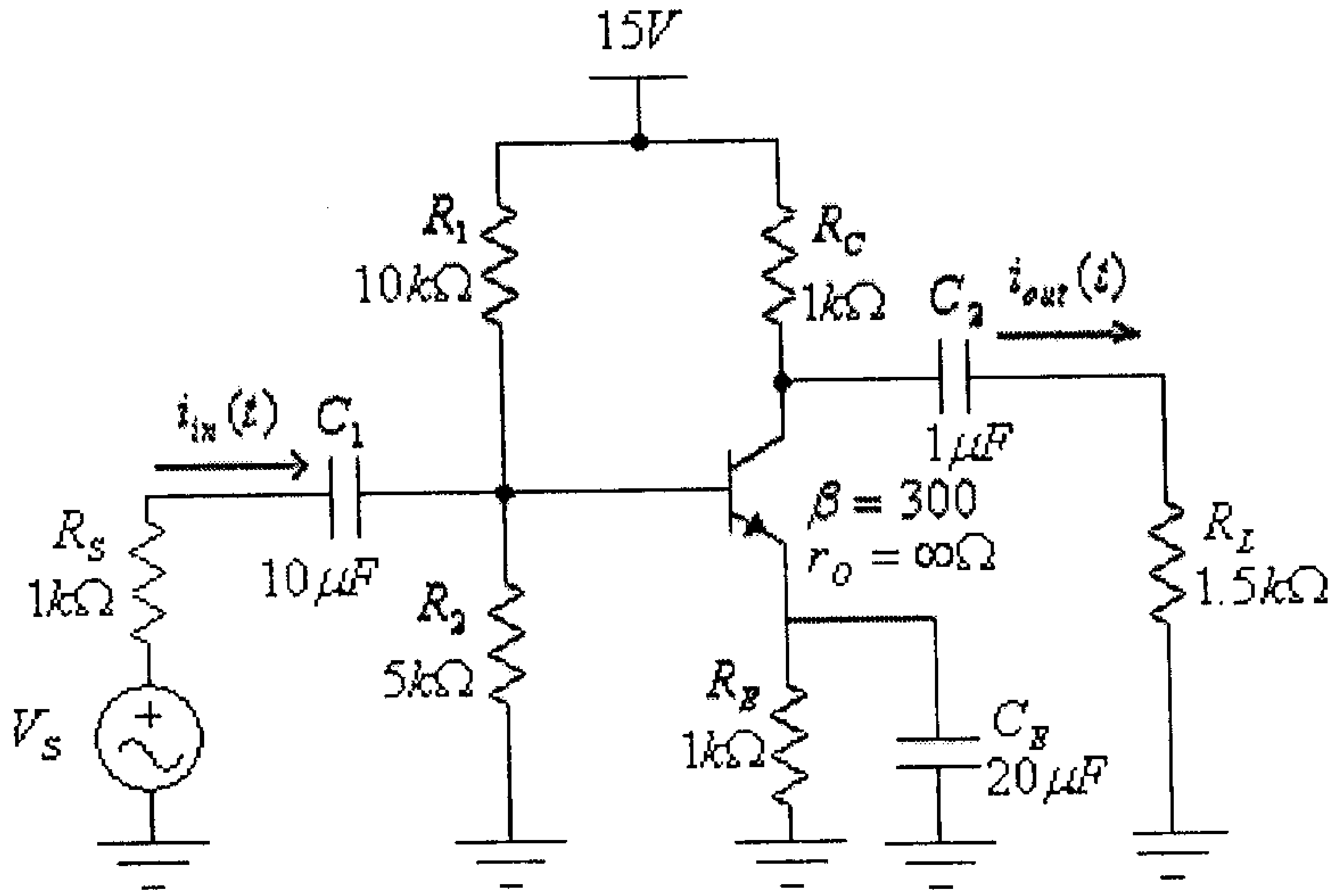
h_{femid} – قيمة معامل تضخيم التيار للترانزيستور في نطاق الترددات المتوسطة.

f_β – معامل يعتمد على خواص الترانزيستور.

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi . h_{femid} . r_e .(C_{be} + C_{bc})}$$

مثال (11):

أوجد قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة للدائرة التالية، إذا علمت أن: $C_{be} = 30pF$ ،$C_{bc} = 5pF$ ،$C_{ce} = 1pF$ ،$C_{Win} = 6pF$ و $C_{Wout} = 10pF$.



شكل (48)

الحل:

لقد تم إيجاد قيمة r_e للترانزيستور في هذه الدائرة عند حل مثـــال (8) ، حيث تم إيجاد أن:

$$r_e = 6.05\Omega$$

$$A_V = -52.27$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لمدخل هذه الدائرة هو:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in}.C_{in}}$$

حيث:

$$R_{in} = R_S \| R_1 \| R_2 \| (\beta.r_e) = 1k\Omega \| 10k\Omega \| 5k\Omega \| (300x6.05\Omega) = 540\Omega$$

و:

$$C_{in} = C_{Wi} + C_{be} + C_{Min} = C_{Wi} + C_{be} + (1 - A_V).C_{bc}$$

$$C_{in} = 6pF + 30pF + (1 + 52.27).(5pf) = 302.35pF$$

أي أن:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in}.C_{in}} = \frac{1}{2\pi(540).(302.35x10^{-12})} = 974.8kHz.$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لمخرج هذه الدائرة هو:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out}.C_{out}}$$

حيث:

$$R_{out} = r_O \| R_C \| R_L = 1k\Omega \| 1.5k\Omega = 600\Omega$$

و:

$$C_{out} = C_{WO} + C_{ce} + C_{Mout} = C_{WO} + C_{ce} + C_{bc}$$

$$C_{out} = 10pF + 1pF + 5pF = 16pF$$

أي أن:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out}.C_{out}} = \frac{1}{2\pi(600).(16x10^{-12})} = 16.67MHz.$$

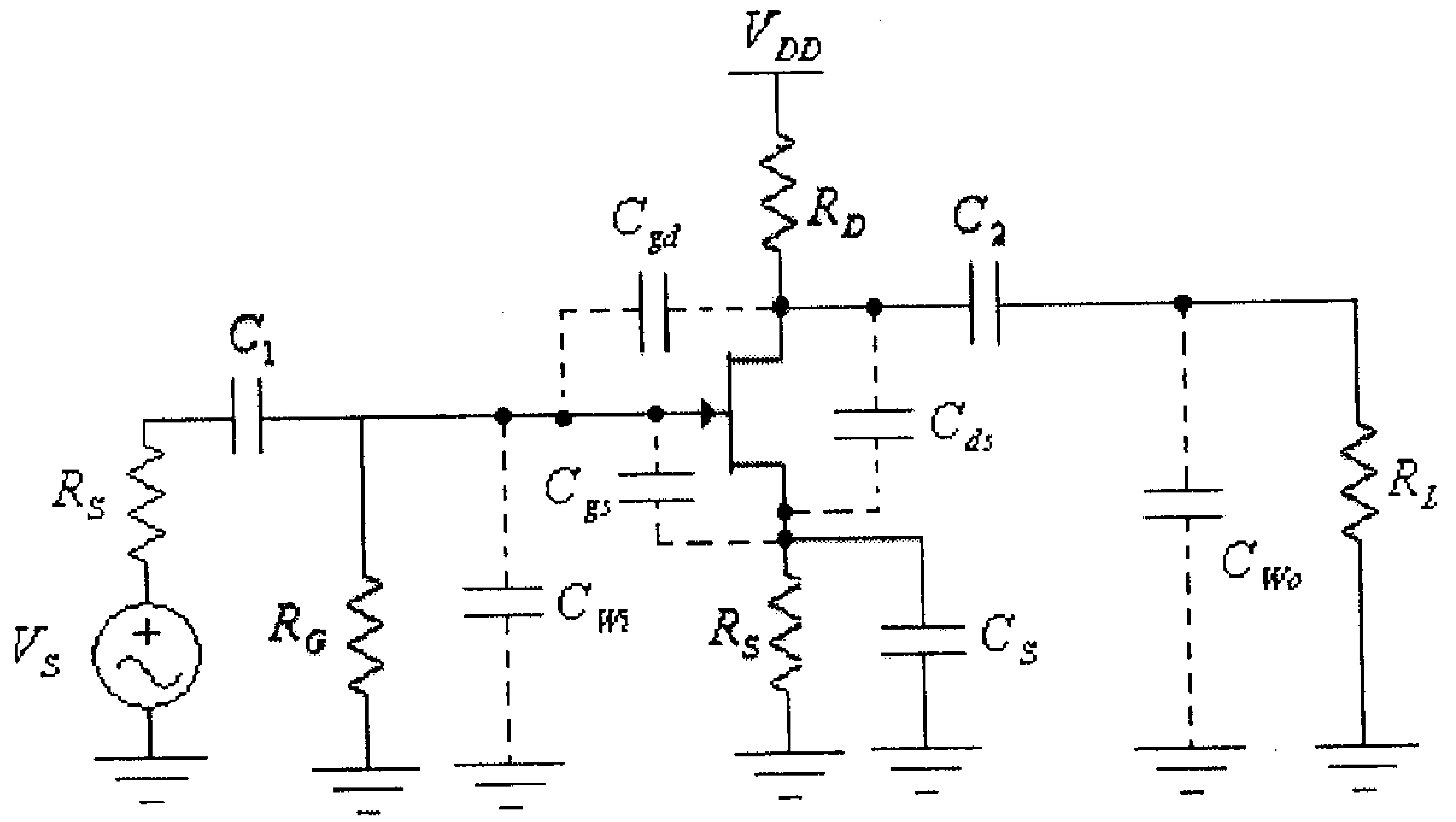
وبالتالي فإن تردد القطع للترددات المرتفعة لهذه الدائرة هو:

$$f_H = \min\{f_{Hinput}, f_{Houtput}\} = \min\{974.8kHz, 16.67MHz\} = 974.8kHz.$$

5.10 الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المرتفعة.

لا تختلف طريقة دراسة الإستجابة الترددية للترددات المرتفعة لترانزيستورات تأثير المجال عنها في الترانزيستورات ثنائية القطبية.

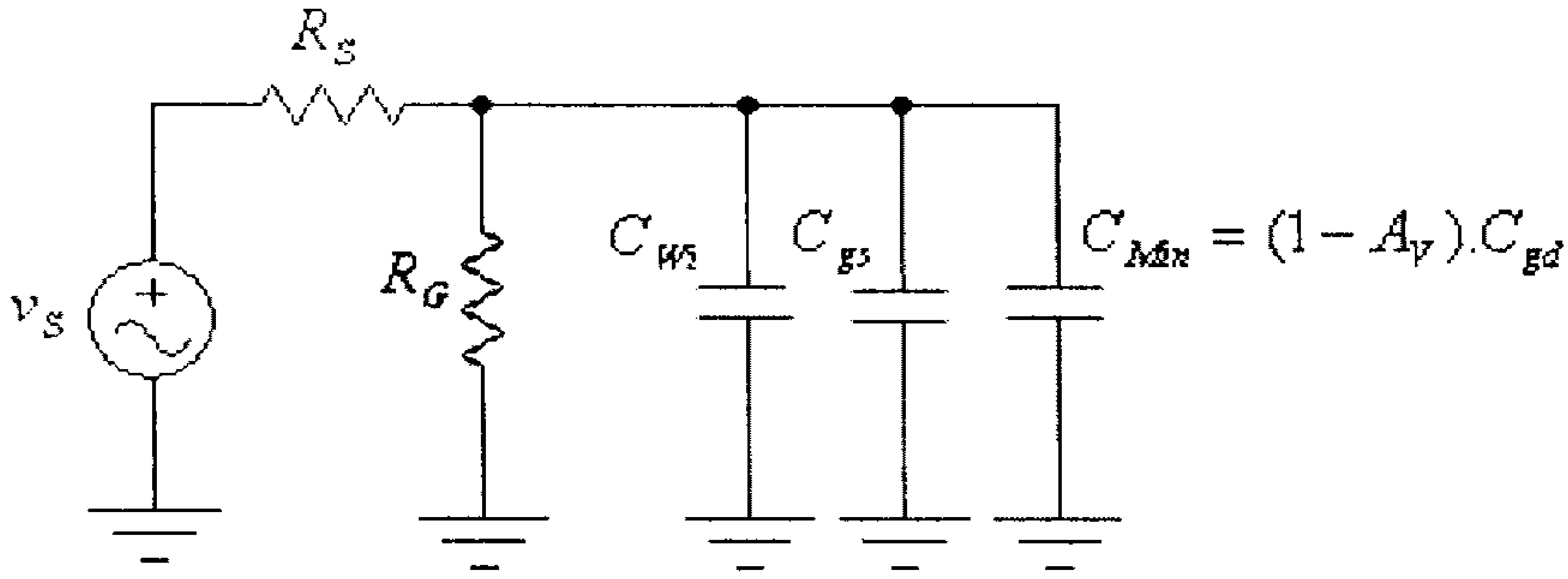
الشكل التالي يبين دائرة تضخيم المصدر المشترك وبإنحياز ذاتي.



شكل (49)

في هذه الدائرة، وكما في حالة الترانزيستورات ثنائية القطبية ، فعند الترددات المرتفعة فإن كل من المكثفات C_1 ،C_2 و C_S يكافيء دارة قصر (short-circuit) لأن سعتها كبيرة نسبياً، أما المكثفات C_{gs} ،C_{gd} و C_{ds} والموجودة بين أطراف الترانزيستور وكذلك المكثفان C_{Wi} و C_{Wo} والموجودة بين أسلاك التوصيل على مدخل ومخرج هذه الدائرة فلا يمكن إهمال تأثيرها لأن ممانعتها عند تلك الترددات تصبح قريبة من قيم المقاومات الأخرى في الدائرة.

مما ذُكر أعلاه يستنتج أن الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة، عند الترددات المرتفعة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (50)

من هذا الشكل يستنتج أن تردد القطع للترددات المرتفعة لمدخل هذه الدائرة هو:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in}.C_{in}}$$

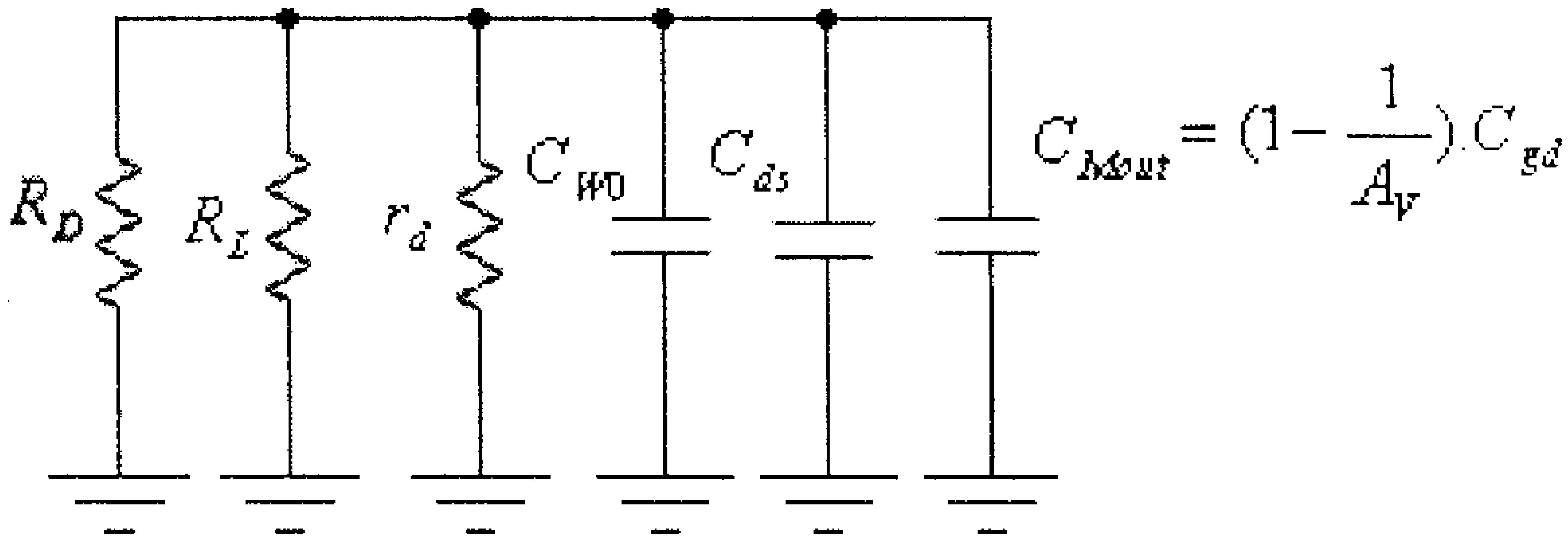
حيث:

$$R_{in} = R_S \| R_G$$

و:

$$C_{in} = C_{Wi} + C_{gs} + C_{Min} = C_{Wi} + C_{gs} + (1 - A_V).C_{gd}$$

والدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة، عند الترددات المرتفعة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (51)

من هذا الشكل يستنتج أن تردد القطع للترددات المرتفعة لمخرج هذه الدائرة هو:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out}.C_{out}}$$

حيث:

$$R_{out} = R_D \| R_L \| r_d$$

و:

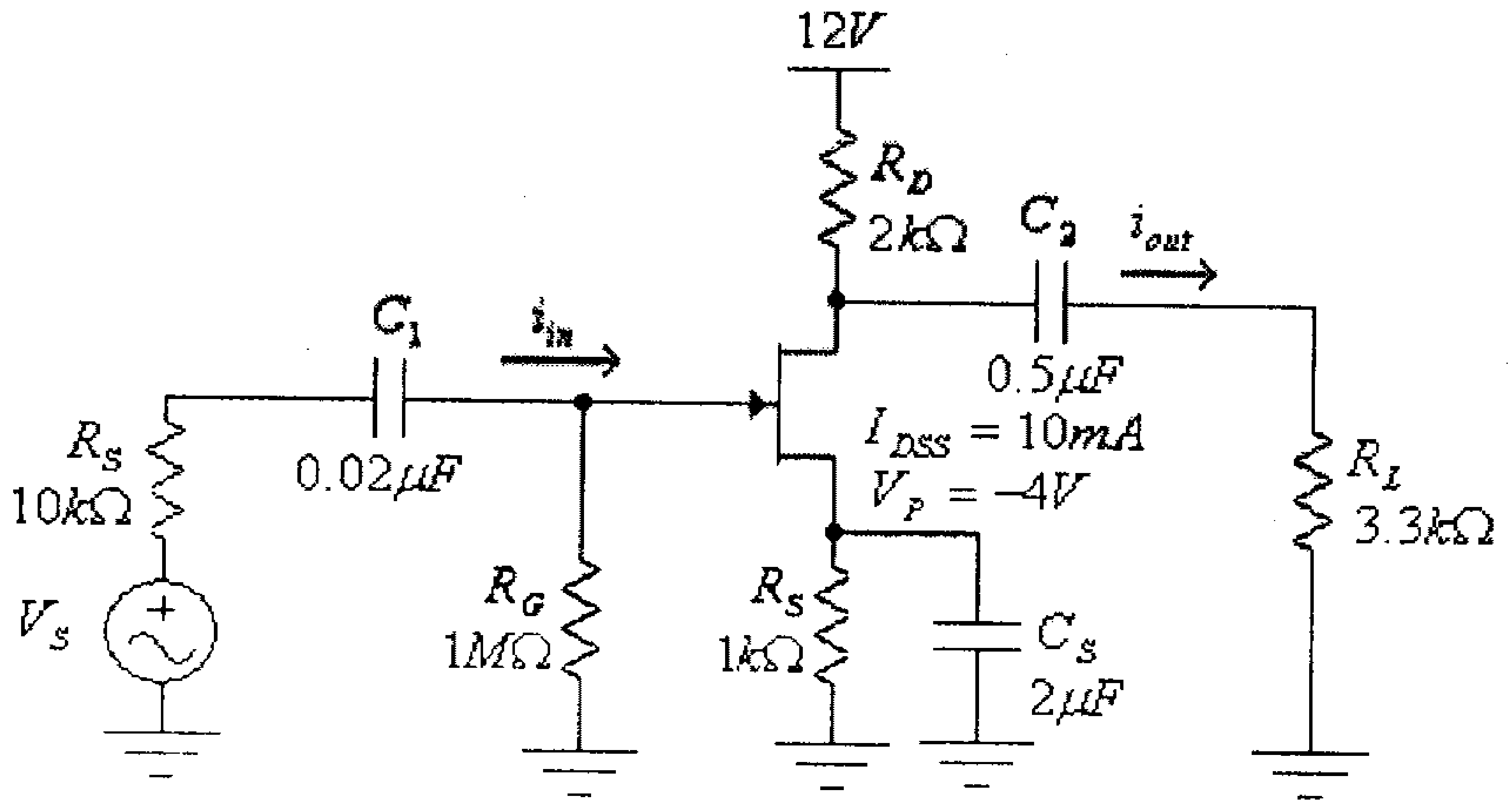
$$C_{out} = C_{WO} + C_{ds} + C_{Mout} = C_{WO} + C_{ds} + (1 - \frac{1}{A_V}).C_{gd}$$

وكما ذُكر سابقاً، فإن ما يحدد تردد القطع للترددات المرتفعة لهذه الدائرة هي القيمة الصغرى لكل من f_{Hinput} و $f_{Houtput}$، أي أن:

$$f_H = \min\{f_{Hinput}, f_{Houtput}\}$$

مثال (12):

أوجد قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة للدائرة التالية، إذا علمت أن:
$C_{gd} = 3pF$ ، $C_{gs} = 5pF$ ، $C_{ds} = 0.1pF$ ، $C_{Win} = 6pF$ و $C_{Wout} = 8pF$ و
$y_{OS} = 20\mu S$.



شكل (52)

الحل:

من المثال رقم (5) في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب كنا قد إستنتجنا أن:

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{20x10^{-6}} = 50x10^3\Omega = 50k\Omega$$

$$Z_{in} = R_G = 1M\Omega$$

$$Z_{out} = R_D \| r_d = \frac{R_D . r_d}{R_D + r_d} = \frac{(2x10^3).(50x10^3)}{2x10^3 + 50x10^3} = 1.923x10^3\Omega = 1.923k\Omega$$

وأن:

$$A_{VO} = -4.567$$

وبالتالي، فإن:

$$A_V = A_{VO}.\frac{Z_{in}.R_L}{(R_S + Z_{in}).(Z_O + R_L)}$$

$$= (-4.567).\frac{(1x10^6).(3.3x10^3)}{(10x10^3 + 1x10^6).(1.923x10^3 + 3.3x10^3)} = -2.86$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لمدخل هذه الدائرة هو:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in}.C_{in}}$$

حيث:

$$R_{in} = R_S \| R_G = 10k\Omega \| 1M\Omega = 9.9k\Omega$$

و:

$$C_{in} = C_{Wi} + C_{gs} + C_{Min} = C_{Wi} + C_{gs} + (1 - A_V).C_{gd}$$

$$C_{in} = 6pF + 5pF + (1 + 2.86).(3pF) = 22.58pF$$

أي أن:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in}.C_{in}} = \frac{1}{2\pi(9.9x10^3).(22.58x10^{-12})} = 712kHz.$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لمخرج هذه الدائرة هو:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out}.C_{out}}$$

حيث:

$$R_{out} = R_D \| R_L \| r_d = 2k\Omega \| 3.3k\Omega \| 50k\Omega = 1.215k\Omega$$

و:

$$C_{out} = C_{WO} + C_{ds} + C_{Mout} = C_{WO} + C_{ds} + (1 - \frac{1}{A_V}).C_{gd}$$

$$C_{out} = 8pF + 0.1pF + (1 + \frac{1}{2.86}).(3pF) = 12.15pF$$

أي أن:

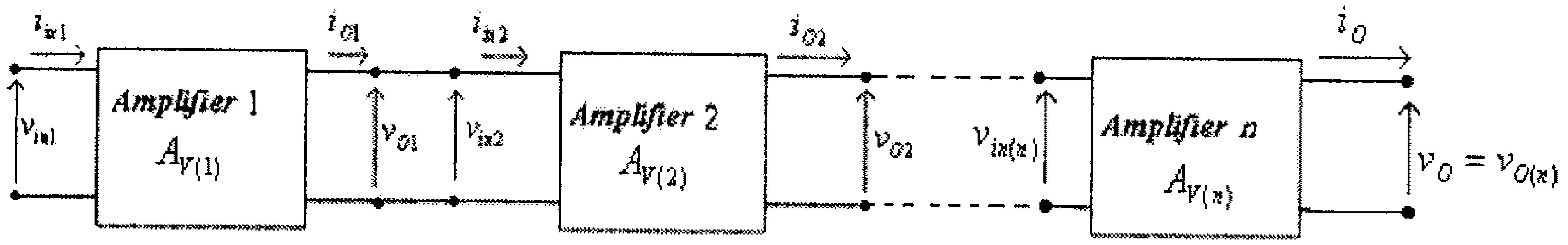
$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out}.C_{out}} = \frac{1}{2\pi(1.215x10^3).(12.15x10^{-12})} = 10.78MHz.$$

وبالتالي فإن تردد القطع للترددات المرتفعة لهذه الدائرة هو:

$$f_H = \min\{f_{Hinput}, f_{Houtput}\} = \min\{712kHz., 10.78MHz.\} = 712kHz.$$

5.11 الإستجابة الترددية لعدد من مراحل التضخيم الموصولة على التسلسل.

عرفت سابقاً أنه وبهدف زيادة قيمة معامل التضخيم فإنه كثيراً ما يتم توصيل مضخمين أو أكثر بشكل متسلسل، أي أن مخرج المضخم الأول يوصل مع مدخل المضخم الثاني، وهكذا، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (53)

وبشكل عام فإن تردد القطع للترددات المنخفضة سيتحدد من أعلى تردد قطع للمراحل المختلفة، أمّا تردد القطع للترددات المرتفعة فسيتحدد من أقل تردد قطع للمراحل المختلفة. وبالتالي ففي حالة التوصيل التسلسلي لمراحل التضخيم فإن وجود مرحلة من تلك المراحل بتردد قطع غير مناسب سيجعل تردد القطع لكل الدائرة غير مناسباً.

حتى لوكان تردد القطع لكل مرحلة من مراحل التضخيم مقبولاً فإن توصيل عدد من تلك المراحل على التسلسل سيؤدي الى زيادة تردد القطع للترددات المنخفضة ونقصان تردد القطع للترددات المرتفعة، وبالتالي نقصان مدى التردد لدائرة التضخيم المكونه من عدة مراحل تضخيم.

وحتى نثبت هذا، فعلى إفتراض أن دائرة التضخيم المبينة في الشكل السابق مكونه من عدد من المراحل المتشابهة عددها n وكل منها بمعامل تضخيم مقداره A_V وتردد قطع للترددات المنخفضة مقداره f_L، فقد عرفت سابقاً أن العلاقة بين معامل التضخيم ($\frac{A_V}{A_{Vmid}}$) والتردد للترددات المنخفضة هي:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} = \left[1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

ولعدد من مراحل التضخيم المتشابهة، والموصولة على التسلسل، فإن معامل التضخيم الكلي للدائرة يساوي حاصل ضرب معاملات التضخيم للمراحل جميعها، أي أن:

$$A_{Vtotal} = A_{V1}.A_{V2}\ldots A_{Vn} = \left(A_V\right)^n = \left[1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

بإفتراض أن معامل التضخيم للمضخم المكافىء للمراحل جميعها هو A_{Veq} وتردد قطع للترددات المنخفضة له هو f_L'، فإن العلاقة بين معامل التضخيم والتردد، للترددات المنخفضة، ستكون:

$$A_{Veq} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_L'}{f}\right)^2}} = \left[1+\left(\frac{f_L'}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3)$$

ومن تساوي معاملي التضخيم A_{Vtotal} و A_{Veq} نستنتج أن:

$$A_{Veq} = A_{Vtotal} = \left[1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} = \left[1+\left(\frac{f_L'}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

وعند تردد $f = f_L'$ فإن $A_{Veq} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ، وبتعويض هذا في المعادلـــة رقــم (4)، نستنتج أن:

$$\left[1+\left(\frac{f_L}{f_L'}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 2^{-\frac{1}{2}}$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$1+\left(\frac{f_L}{f_L'}\right)^2 = 2^{\frac{1}{n}}$$

أي أن:

$$\frac{f_L}{f_L'} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

ومنها:

$$f_L' = \frac{f_L}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

وحيث أن المقدار $\sqrt{2^{\frac{1}{n}}-1}$ يقل بزيادة n (أي زيادة عدد مراحل التضخيم) فمن المعادلة السابقة تستنتج أن $f_L^{'}$ (تردد القطع للترددات المنخفضة للدائرة المكافئة) يزداد بزيادة عدد مراحل التضخيم..

أمّا في حالة الترددات المرتفعة فإن العلاقة بين معامل التضخيم والتردد فهي:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} = \left[1+\left(\frac{f}{f_H}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (6)$$

ولعدد من مراحل التضخيم المتشابهة والموصولة على التسلسل فإن معامل التضخيم الكلي للدائرة يساوي:

$$A_{Vtotal} = A_{V1}.A_{V2}\ldots A_{Vn} = \left(A_V\right)^n = \left[1+\left(\frac{f}{f_H}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (7)$$

بإفتراض أن معامل التضخيم للمضخم المكافيء للمراحل جميعها هو A_{Veq} وتردد قطع للترددات المرتفعة له هو $f_H^{'}$ ، فإن العلاقة بين معامل التضخيم والتردد، للترددات المرتفعة، ستكون:

$$A_{Veq} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_H^{'}}\right)^2}} = \left[1+\left(\frac{f}{f_H^{'}}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (8)$$

ومن تساوي معاملي التضخيم A_{Vtotal} و A_{Veq} نستنتج أن:

$$A_{Veq} = A_{Vtotal} = \left[1+\left(\frac{f}{f_H}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} = \left[1+\left(\frac{f}{f'_H}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \dots\dots\dots\dots \quad (9)$$

وعند تردد $f = f'_H$ فإن $A_{Veq} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ، وبتعويض هذا في المعادلة رقم (9)، نستنتج أن:

$$\left[1+\left(\frac{f'_H}{f_H}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 2^{-\frac{1}{2}}$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$1+\left(\frac{f'_H}{f_H}\right)^2 = 2^{\frac{1}{n}}$$

أي أن:

$$\frac{f'_H}{f_H} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

ومنها:

$$f'_H = f_H . \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \quad (10)$$

وحيث أن المقدار $\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$ يقل بزيادة n (أي زيـادة عـدد مراحـل التضخيم) فمن المعادلة السابقة تستنتج أن f'_H (تردد القطع للترددات المرتفعة للدائرة المكافئة) يقل بزيادة عدد مراحل التضخيم.

مثال (13):

دائرة تضخيم مكونة من أربع مراحل متشابهة، معامل تضخيم الفولطية لكل مرحلة يساوي 20 وترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة هي على التوالي $160Hz$ و $800kHz$، أوجد قيمة معامل التضخيم وترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة لهذا المضخم.

الحل:

معامل التضخيم لهذا المضخم هو:

$$A_{Veq} = (A_V)^n = (20)^4 = 160000$$

تردد القطع للترددات المنخفضة لهذا المضخم هو:

$$f_L^{'} = \frac{f_L}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} = \frac{160_1}{\sqrt{2^{\frac{1}{4}} - 1}} = 367.83Hz.$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لهذا المضخم هو:

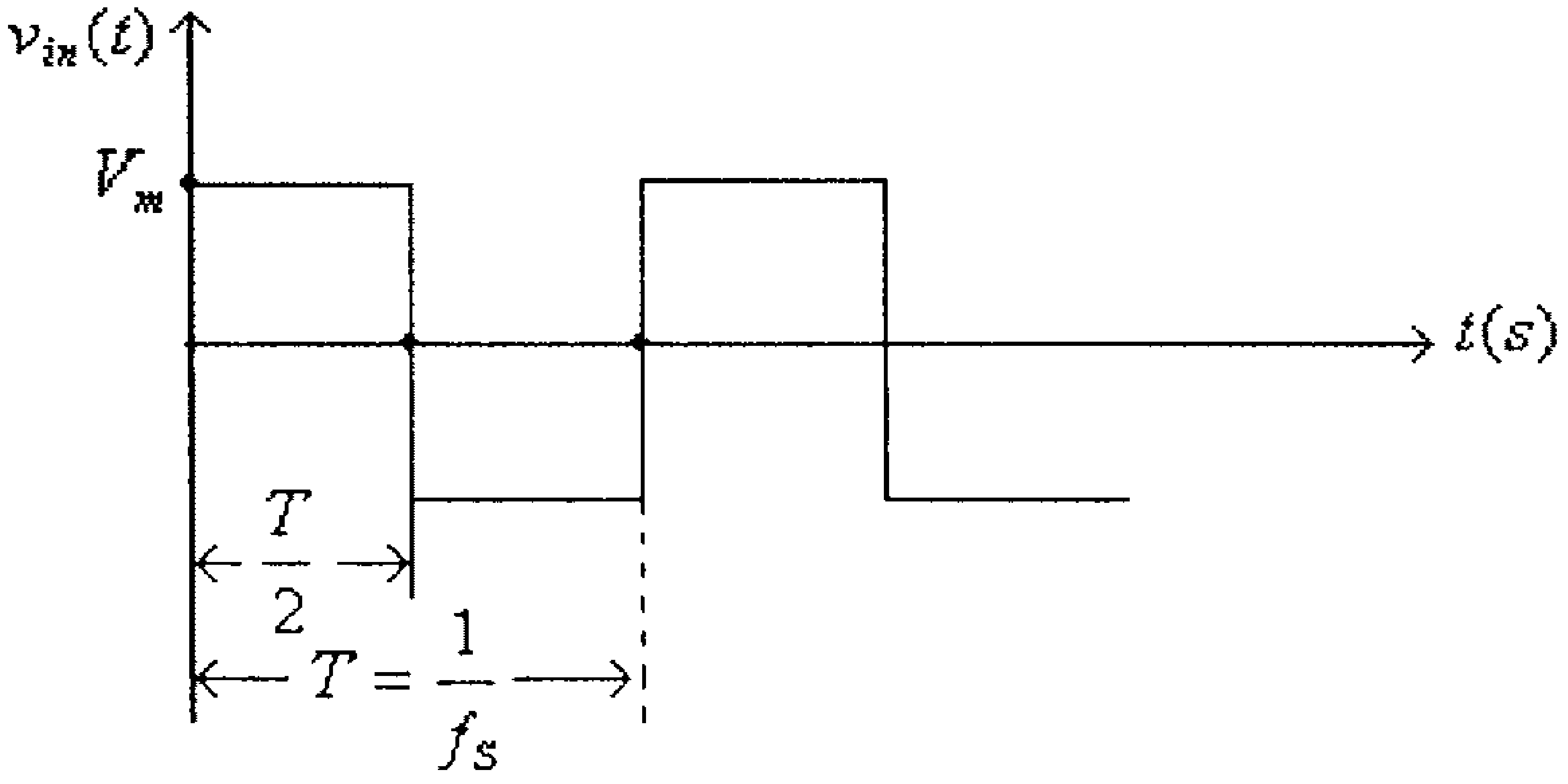
$$f_H^{'} = f_H.\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = 800x10^3.\sqrt{2^{\frac{1}{4}} - 1} = 348x10^3\,Hz. = 348kHz.$$

5.12 فحص الإستجابة الترددية للمضخمات.

لفحص الإستجابة الترددية لدائرة تضخيم فإنه يمكن تطبيق إشارة جيبية على مدخل هذا المضخم وتغيير ترددها وقياس معامل التضخيم عند كل من ترددات الإشارة المدخلية هذه. وسوف تلاحظ أن معامل التضخيم سيبلغ قيمته القصوى في مجال معين من الترددات، وهذه القيمة القصوى لمعامل التضخيم هي القيمة A_{Vmid} .

ولمعرفة ترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة فإنه يقاس قيمة الترددات المنخفضة والمرتفعة على التوالى التي يصبح عندها معامل تضخيم الفولطية للمضخم تساوي القيمة $0.707A_{Vmid}$.

ويمكن بدلاً من تطبيق إشارات جيبية بترددات مختلفة على مدخل المضخم تطبيق إشارة مربعة كتلك المبينة في الشكل التالي، وملاحظة الإشارة الناتجة على مخرج المضخم باستخدام راسم الإشارة (oscilloscope).



شكل (54)

وسبب إختيار الإشارة المربعة هذه، لفحص الإستجابة الترددية للمضخم، هو أن تلك الإشارة (وحسب تحليل فوريير) تحوي جميع المركبات الفردية بترددات تساوي تردد الإشارة المدخلية ومضاعفاتها الفردية، أي بالترددات f، $3f$، $5f$، $7f$ ... وهكذا، أي أن:

$$v_{in}(t) = \frac{4V_m}{\pi}\left[\sin(2\pi.f_S.t) + \frac{1}{3}\sin(2\pi.3f_S.t) + \frac{1}{5}\sin(2\pi.5f_S.t) + \frac{1}{7}\sin(2\pi.7f_S.t) + \ldots\right]$$

حيث:

V_m – القيمة العظمى لفولطية الإشارة المدخلية.

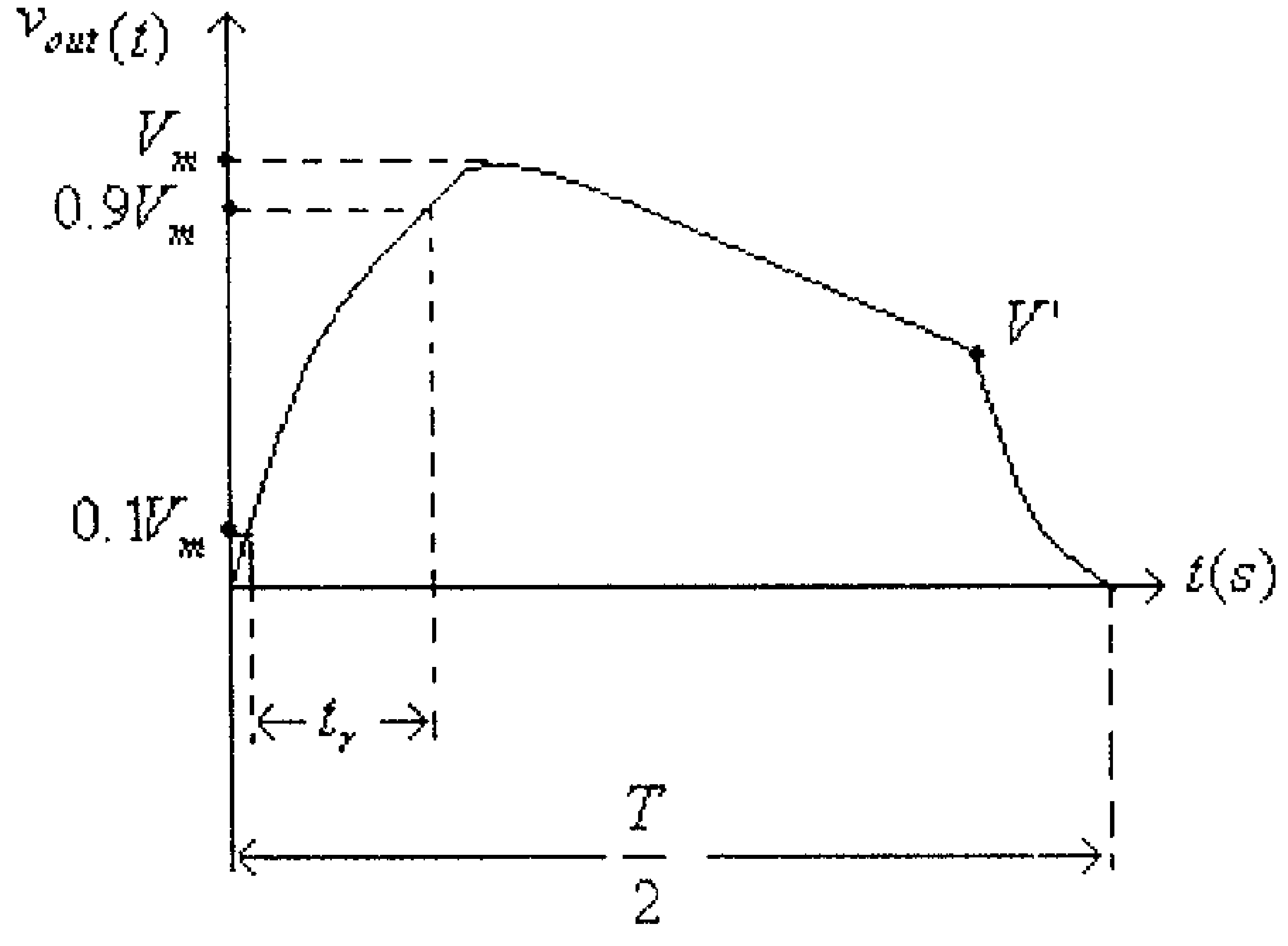
f_S – تردد الإشارة المدخلية.

وكما ذُكر سابقاً، فإنه يمكن الحكم على الإستجابة الترددية وقياس كل من ترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة بملاحظة الإشارة الناتجة على مخرج المضخم باستخدام راسم الإشارة (oscilloscope). وذلك كما يلي:

1- إذا كان تغير الإشارة المخرجية بطيئاً عند اللحظات التي تتغير بها الإشارة المدخلية بشكل سريع (أي عند $t = 0s$، و $t = \frac{T}{2}$ و $t = T$ .... الخ) فهذا يدل أن إستجابة المضخم للترددات المرتفعة ليس كافياً، أي أن قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة لهذا المضخم منخفضة.

2- إذا كان تغير الإشارة المخرجية سريعاً عند ثبات قيمة الإشارة المدخلية (في الفترة بين $t = 0s$، و $t = \frac{T}{2}$ أو الفترة $t = \frac{T}{2}$ و $t = T$) فهذا يدل أن إستجابة المضخم للترددات المنخفضة ليس كافياً، أي أن قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة لهذا المضخم مرتفعة.

ويمكن قياس قيمة ترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة من شكل الموجة المخرجية للمضخم، عندما تكون الموجة المدخلية مربعة الشكل كما في الشكل السابق. فمن شكل الموجة المخرجية المبينة أدناه، يمكن تحديد تردد القطع للترددات المرتفعة بالمعادلة التالية: $f_H = \frac{0.35}{t_r}$



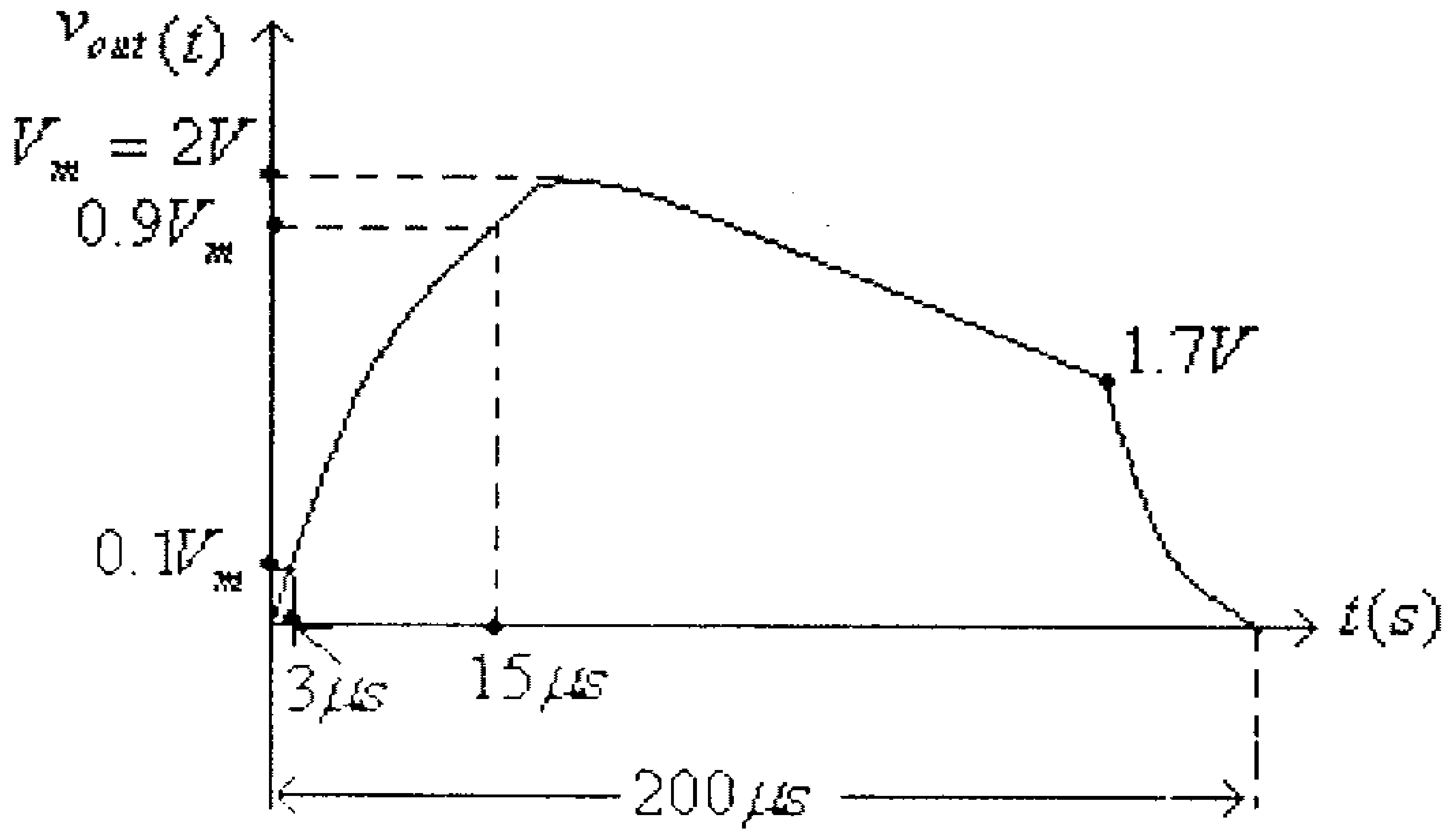
شكل (55)

أما تردد القطع للترددات المنخفضة فيمكن تحديده من المعادلة:

$$f_L = \frac{(V_m - V')f_S}{\pi . V_m}$$

مثال (14):

الشكل التالي يمثل الموجة المخرجية لمضخم إشارته المدخلية مربعة.



شكل (56)

أوجد قيمة كل من ترددي القطع للتردات المنخفضة والترددات المرتفعة وكذلك إتساع حزمة التردد لهذا المضخم.

الحل:

من هذا الشكل:

$$t_r = 15\mu s - 3\mu s = 12\mu s$$

تردد القطع للترددات المرتفعة هو:

$$f_H = \frac{0.35}{12x10^{-6}} = 29.167x10^3\, Hz = 26.167kHz.$$

الزمن الدوري للإشارة يساوي:

$$T = 2x200\mu s = 400\mu s.$$

تردد الإشارة هو:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{400x10^{-6}} = 2500Hz = 2.5kHz.$$

تردد القطع للترددات المنخفضة هو:

$$f_L = \frac{(V_m - V')f_S}{\pi.V_m} = \frac{(2-1.7')(2500)}{\pi.(2)} = 119.36Hz.$$

5.13 تمارين.

1) مضخم فولطية مكون من ثلاثة مراحل تضخيم متشابهة موصـولة علـى التسلسل، إذا علمت أن كسب الفولطية لهذا المضخم يساوي $45dB$.

أ) أوجد كسب الفولطية بالديسيبل لكل مرحلة من مراحل هذا المضخم .

ب) أوجد معامل تضخيم الفولطية لكل مرحلة من مراحل هذا المضخم .

2) إذا كانت القدرة المدخلية لمضخم تساوي $5\mu W$ ومعامل كسب القدرة لـه يساوي $70dB$ ومقاومته المدخلية تساوي $1k\Omega$، أوجد:

أ) الفولطية المدخلية للمضخم.

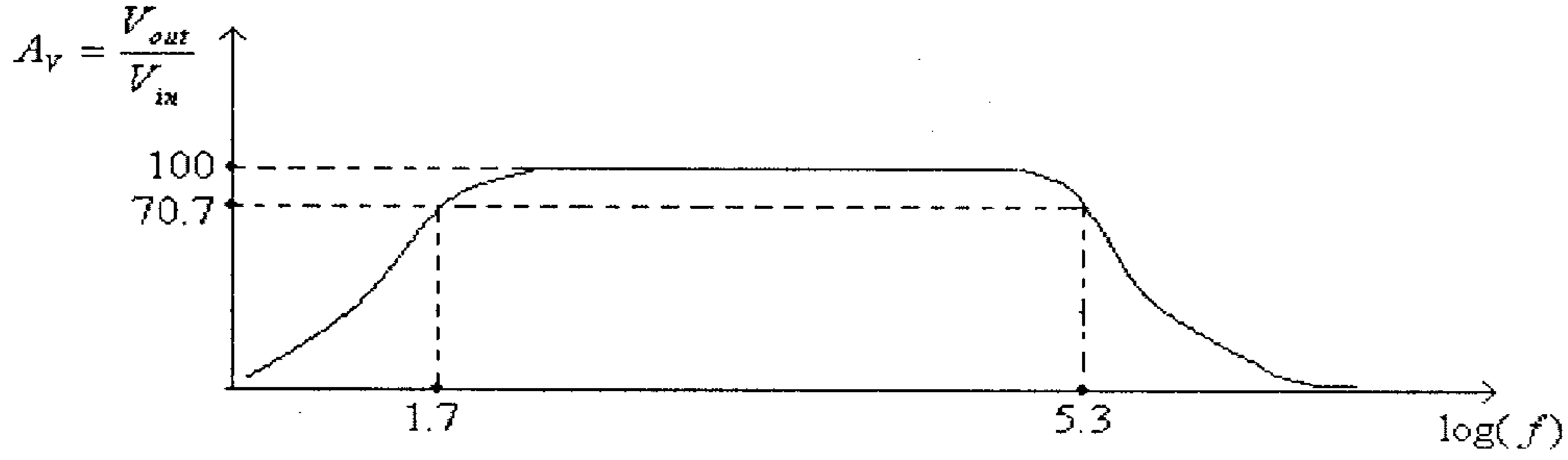
ب) القدرة المخرجية.

ج) الفولطية المخرجية للمضخم.

د) معامل كسب الفولطية بالديسيبل.

إذا علمت أن مقاومة الحمل الموصول على مخرج هذا المـضخم تساوي 100Ω.

3) الشكل التالي يبين العلاقة بين معامـل تـضخيم الفولطيـة ($A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$) والتردد (f) لأحد المضخمات.



شكل (57)

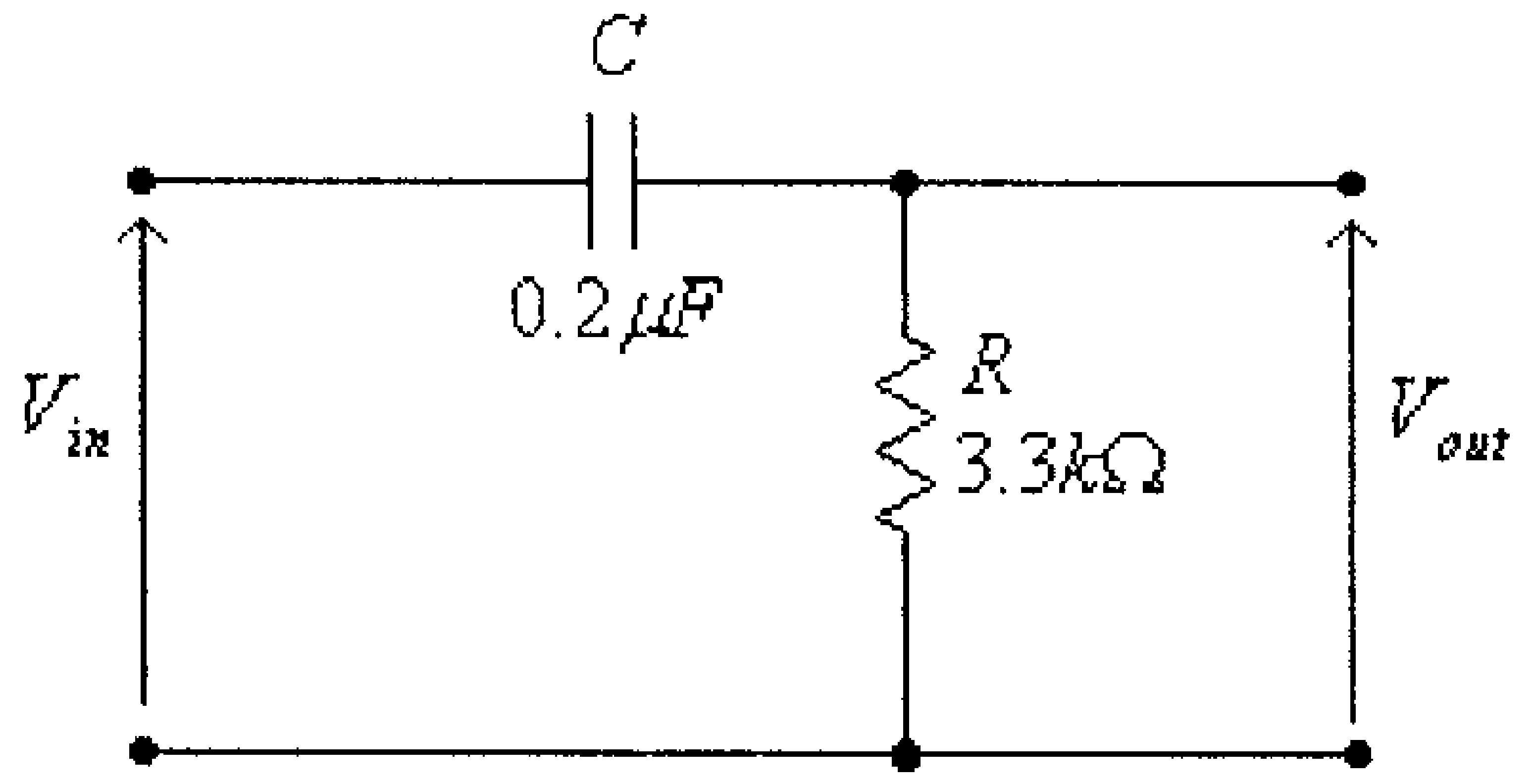
أ) ما قيمة كل من تردد القطع للترددات المنخفضة (f_L) وتردد القطع للترددات المرتفعة (f_H) لهذا المضخم.

ب) أرسم العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية (A_V)، مقاساً بالديسيبل، والتردد (f) لهذا المضخم.

ج) أرسم العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية المعياري ($\frac{A_V}{A_{Vmid}}$) والتردد (f) لهذا المضخم.

د) أرسم العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية المعياري ($\frac{A_V}{A_{Vmid}}$)،مقاساً بالديسيبل، والتردد (f) لهذا المضخم.

4) للدائرة التالية:



شكل (58)

أ) ما هي قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة.

ب) ماهي الصيغة الرياضية للعلاقة بين معامل التضخيم والتردد.

ج) ما قيمة معامل التضخيم عندما يكون تردد الإشارة المدخلية مساوياً $10Hz.$, $100Hz.$, $200Hz.$, $1kHz.$ و $10kHz.$ على التوالي.

د) ماهي الصيغة الرياضية للعلاقة بين فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية والتردد.

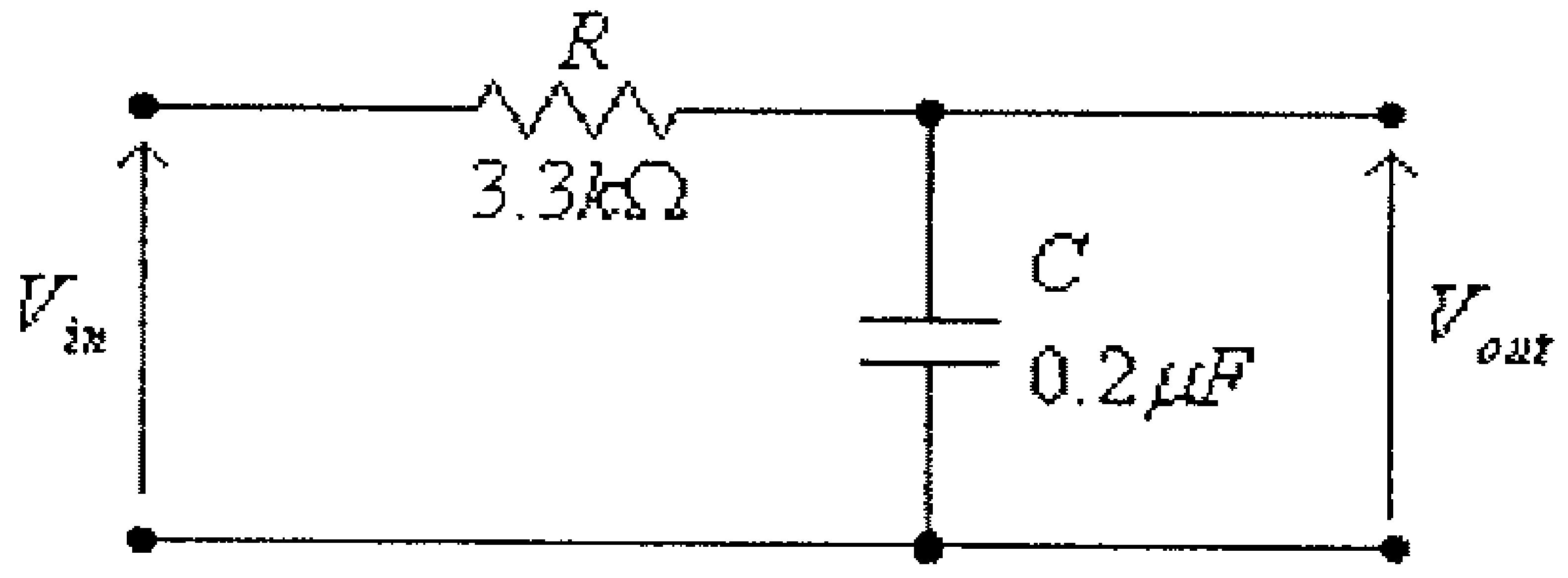
هـ) ما قيمة فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية عندما يكون تردد الإشارة المدخلية مساوياً $10Hz,\ 100Hz,\ 200Hz,\ 1kHz$ و $10kHz$. على التوالي.

و) أرسم العلاقة بين معامل التضخيم والتردد

ز) أرسم العلاقة بين معامل الكسب بالديسيبل والتردد.

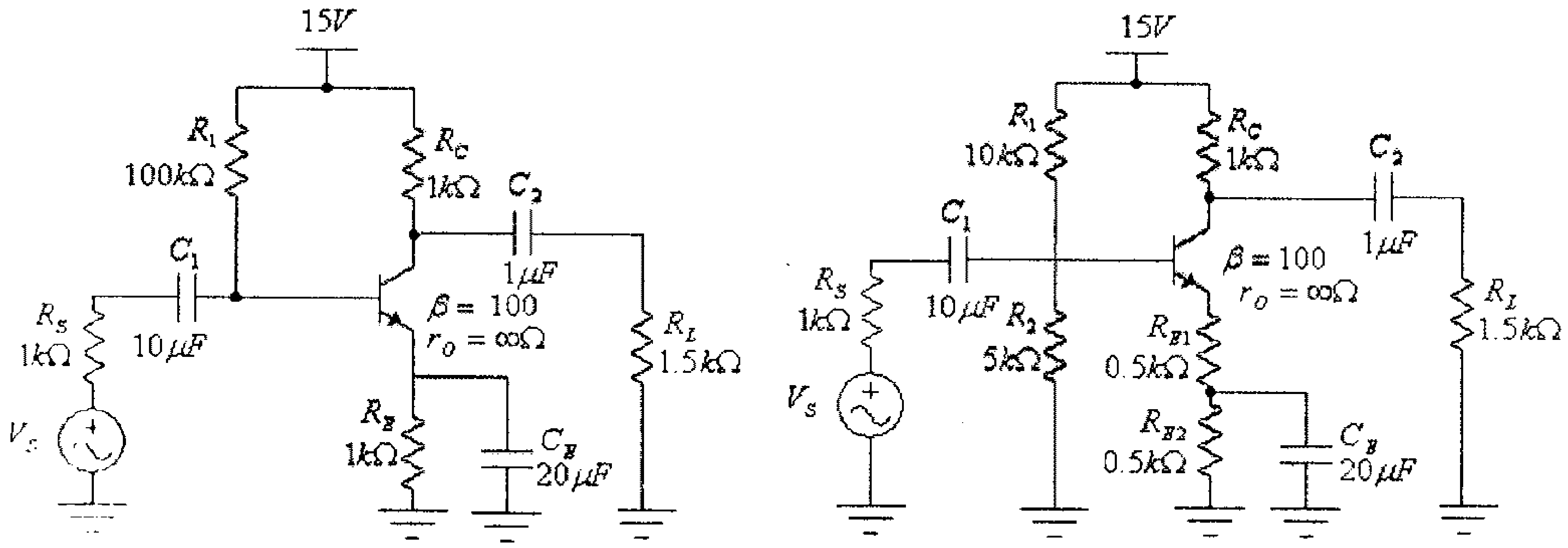
ح) أرسم العلاقة بين فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية والتردد.

5) أعد حل التمرين السابق ولكن للدائرة المبينة في الشكل التالي.



شكل (59)

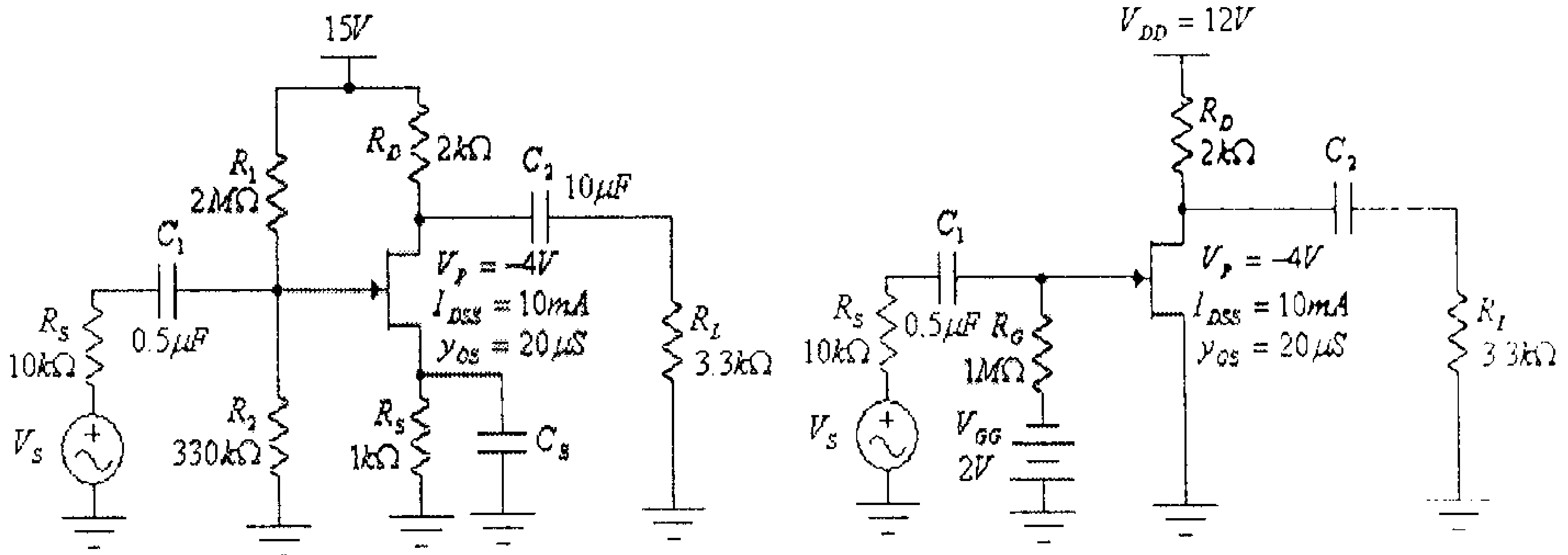
6) أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة وأرسم منحنى الإستجابة الترددية لكل من الدائرتين التاليتين.



(ب) (أ)

شكل (60)

7) أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة وأرسم منحنى الإستجابة الترددية لكل من الدائرتين التاليتين.



(ب) (أ)

شكل (61)

8) لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل (60) السابق، أوجد قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة، إذا علمت أن: $C_{be} = 30pF$ ، $C_{bc} = 5pF$ ، $C_{ce} = 1pF$ ، $C_{Win} = 6pF$ و $C_{Wout} = 10pF$.

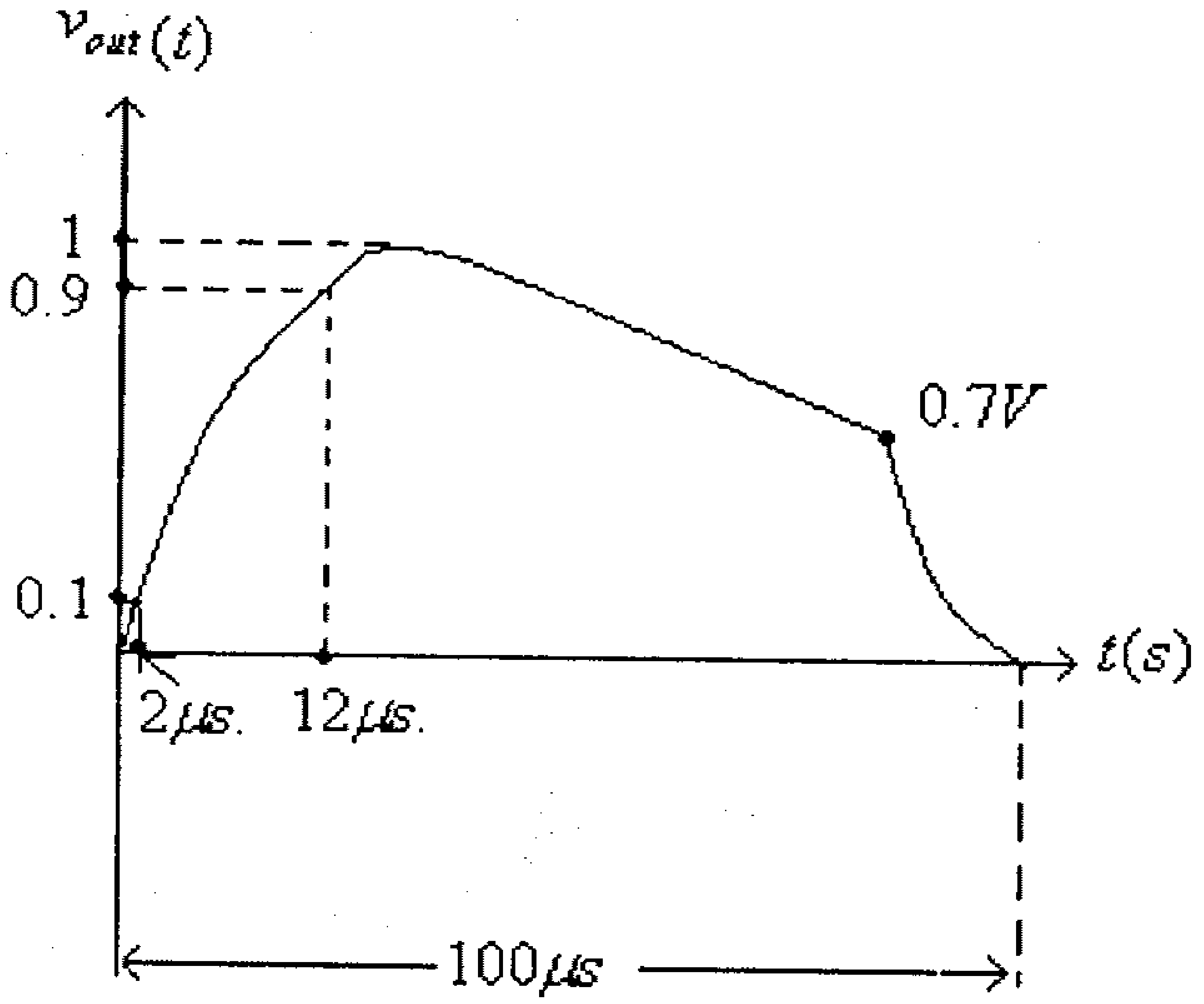
9) لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل (61) السابق، أوجد قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة، إذا علمت أن: $C_{gd} = 3pF$ ، $C_{gs} = 5pF$ ، $C_{ds} = 0.1pF$ ، $C_{Win} = 6pF$ و $C_{Wout} = 8pF$.

10) دائرة تضخيم مكونة من ثلاث مراحل تضخيم متشابهة، معامل تضخيم الفولطية لكل مرحلة يساوي 25 وترددات القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة هي على التوالي $180Hz$ و $1MHz$ ، أوجد معامل التضخيم وترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة لهذا المضخم.

11) دائرة تضخيم مكونة من أربع مراحل تضخيم متشابهة، أوجد معامل تضخيم الفولطية وكذلك ترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة لكل

من تلك المراحل، إذا علمت أن معامل تضخيم الفولطية لدائرة التضخيم هو $46.715dB$ وترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة هي على التوالي $150Hz$ و $700kHz$.

12) أوجد قيمة كل من ترددي القطع للتردات المنخفضة والترددات المرتفعة وكذلك إتساع حزمة التردد لهذا المضخم، إذا علمت أن الموجة المخرجية لهذا المضخم هي كما في الشكل التالي، عندما تكون إشارته المدخلية مربعة.



شكل (62)

الوحدة السادسة

بعض الدوائر الأخرى للترانزيستورات

الوحدة السادسة

بعض الدوائر الأخرى للترانزيستورات

6.1مدخل

درسنا في الوحدات السابقة دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية ذات التوصيلات المختلفة مثل دوائر الباعث المشترك (common-emitter circuits) ودوائر القاعدة المشتركة (common-base circuits) ودوائر المُجمِّع المشترك (common-collector circuits). كما درسنا كذلك دوائر ترانزيستورات تأثير المجال المختلفة مثل دوائر المصدر المشترك (common-source circuits) ودوائر البوابة المشتركة (common-gate circuits) ودوائر المصرف المشترك (common-drain circuits).

في هذه الوحدة سنقوم بدراسة بعض دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية ودوائر ترانزيستورات تأثير المجال الأخرى، والتي تُستخدم كثيراً في بناء الدوائر الالكترونية المختلفة وخاصة الدارات المتكاملة (integrated circuits). ففي هذه الوحدة سندرس كلاً من توصيلة Darlington وزوج التغذية الراجعة (feedback pair)، والتي تسمى أيضاً توصيلة Sziklai، واللتان تُستخدمان لبناء ترانزيستورات ثنائية القطبية وبقيمة عالية لمعامل تضخيم التيار (β).

كما سندرس كذلك دائرة مضخم الفرق (differential amplifier)، والذي يُستخدم لتضخيم الفرق بين إشارتين مدخليتين، ويُشكل حجر الأساس في بناء مضخمات العمليات (operational amplifiers).

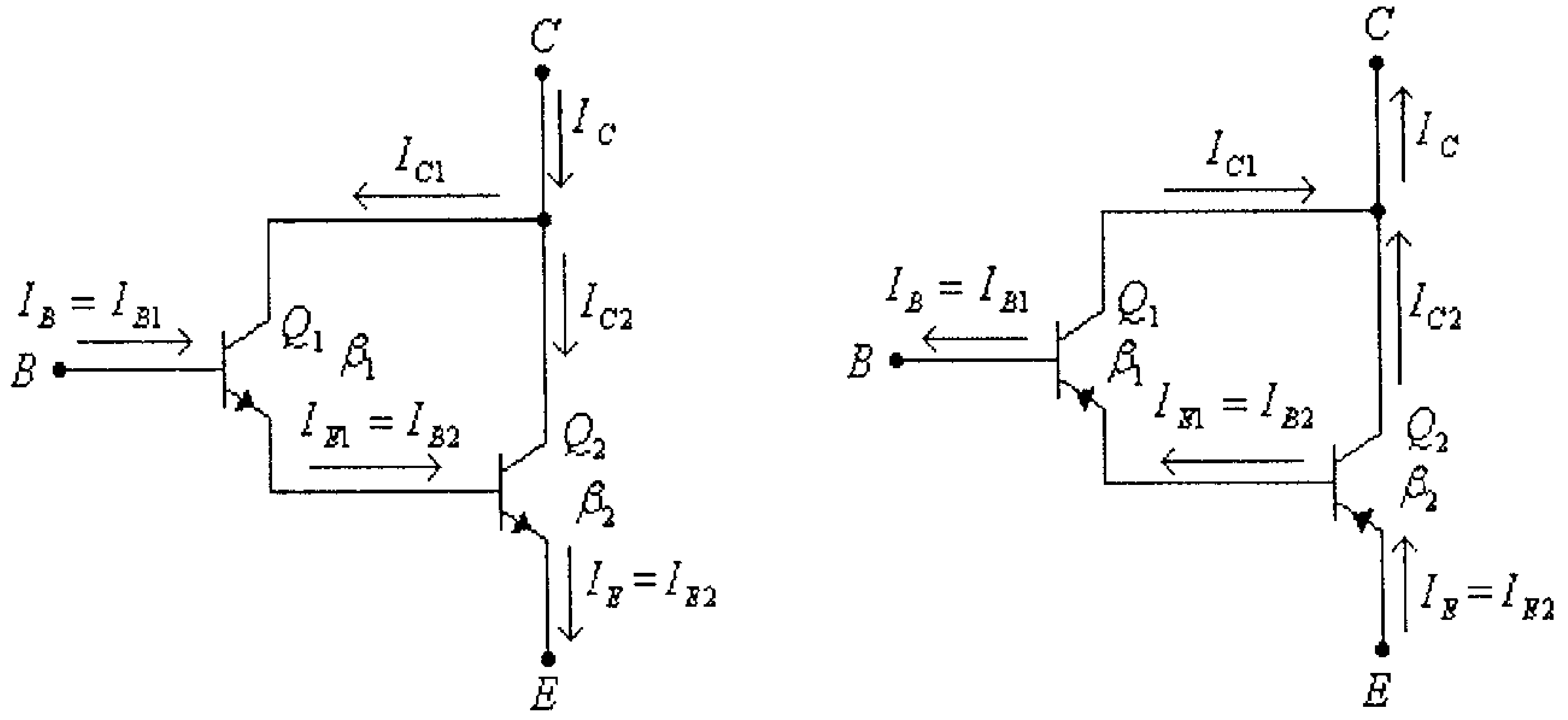
وسنتناول في هذه الوحدة كذلك دوائر مصدر التيار (current sources) ودوائر مرآة التيار (current mirrors)، واللتان تُشكلان جزءاً مهما من بعض الدوائر الالكترونية المختلفة.

إضافة لما ذُكر أعلاه، سنتطرق في هذه الوحـدة الـى بعـض دوائـر ترانزيستورات تأثير المجال، والتي تُستخدم كثيراً في بناء الدارات المنطقيـة ، مثل تلك الدوائر التي تَستخدِم ترانزيستورات بقطبيات متعاكسة والتي تـسمى (complementary metal-oxide semiconductor) ، أو إختـصاراً CMOS .

6.2 توصيلة Darlington

في توصيلة Darlington يتم توصيل ترانزيستورين ثنـائيي القطبيـة ومن نفس النوع (n-p-n أو p-n-p)، بحيث يكون تيار الباعث لأحدهما تيـاراً لقاعدة الآخر.

الشكل التالي يبين ترانزيستوري Darlington من النوعين n-p-n و p-n-p.



شكل (1)

من هذه الشكل نستنتج أن:

$$I_E = I_{E2} = \beta_2 . I_{B2}$$

ولكن:

$$I_{B2} = I_{E1} = \beta_1 . I_{B1} = \beta_1 . I_B$$

من هاتين المعادلتين نستنتج أن:

$$I_E = \beta_2.\beta_1.I_B = \beta.I_B$$

أي أن معامل تضخيم التيار لترانزيستور Darlington يساوي حاصل ضرب معاملي تضخيم التيار للترانزيستورتين Q_1 و Q_2 المُكونين لترانزيستور Darlington.

أي:

$$\beta = \beta_1.\beta_2$$

فمثلاً لو كان:

$$\beta_1 = \beta_2 = 100$$

فإن معامل تضخيم ترانزيستور Darlington المكون من هذين الترانزيستورين سيكون:

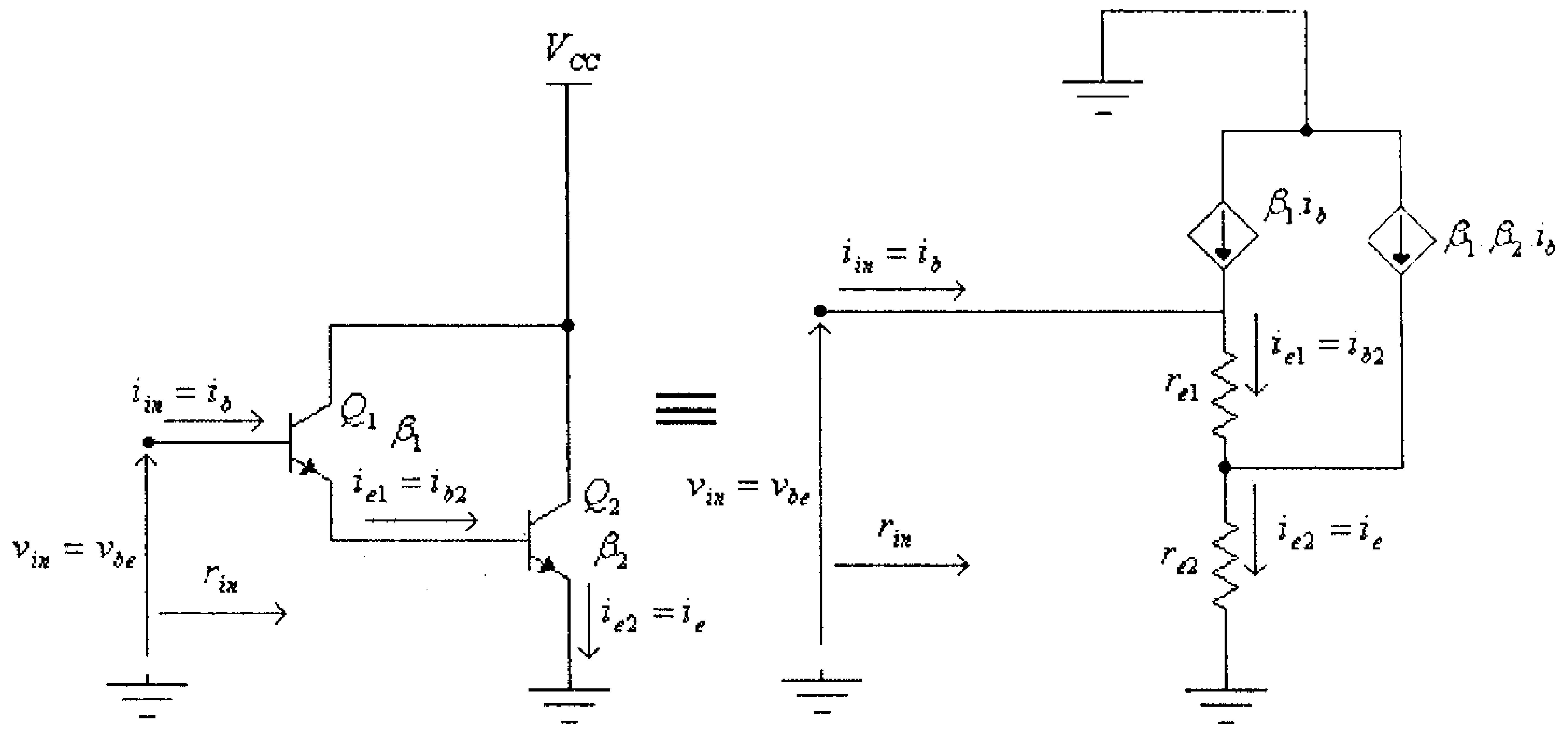
$$\beta = \beta_1.\beta_2 = (100).(100) = 10000$$

لا تختلف طريقة تحليل الدوائر الالكترونية التي تحوي ترانزيستور Darlington عن طريقة تحليل الدوائر التي تحوي الترانزيستورات العادية، ولكن يجب الأخذ بعين الإعتبار أن:

1- قيمة الفولطية بين القاعدة والباعث (V_{BE}) اللازمة لإمرار التيار في هذا الترانزيستور هي بحدود $1.6V$، ويظهر هذا واضحاً من دائرة هذا الترانزيستور، المُبينة في الشكل السابق، حيث تلاحظ أن مدخل هذا الترانزيستور مكون من وصلتي (p-n) موصولتين على التسلسل.

2- الممانعة المدخلية لهذا الترانزيستور أعلى من الممانعة المدخلية لترانزيستور ثنائي القطبية العادي.

فبالعودة الى دائرة ترانزيستور Darlington من النوع n-p-n، والمبينة في الشكل السابق تلاحظ أن الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذا الترانزيستور هي كما في الشكل التالي.



شكل (2)

من هذا الشكل نستنتج أن:

$$v_{in} = i_{e1}.r_{e1} + i_{e2}.r_{e2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

ولكن:

$$i_{e1} = \beta_1.i_b = \beta_1.i_{in} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

و:

$$i_{e2} = \beta_1.\beta_2.i_b = \beta_1.\beta_2.i_{in} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

وبتعويض المعادلتين (2) و (3) في المعادلة (1)، نستنتج أن:

$$v_{in} = \beta_1.i_{in}.r_{e1} + \beta_1.\beta_2.i_{in}.r_{e2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (4)$$

أي أن:

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \beta_1.r_{e1} + \beta_1.\beta_2.r_{e2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5)$$

حيث:

$$r_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (6)$$

ولكن:

$$I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2} = \frac{I_E}{\beta_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (7)$$

أي أن:

$$r_{e1} = \frac{26mV.\beta_2}{I_E} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (8)$$

وكذلك:

$$r_{e2} = \frac{26mV}{I_{E2}} = \frac{26mV}{I_E} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (9)$$

وبتعويض المعادلتين (8) و (9) في المعادلة (5)، نجد أن:

$$r_{in} = \frac{\beta_1.\beta_2.(26mV)}{I_E} + \frac{\beta_1.\beta_2.(26mV)}{I_E} = \frac{(2)\beta_1.\beta_2.(26mV)}{I_E}$$

ولكن:

$$\beta_1.\beta_2 = \beta$$

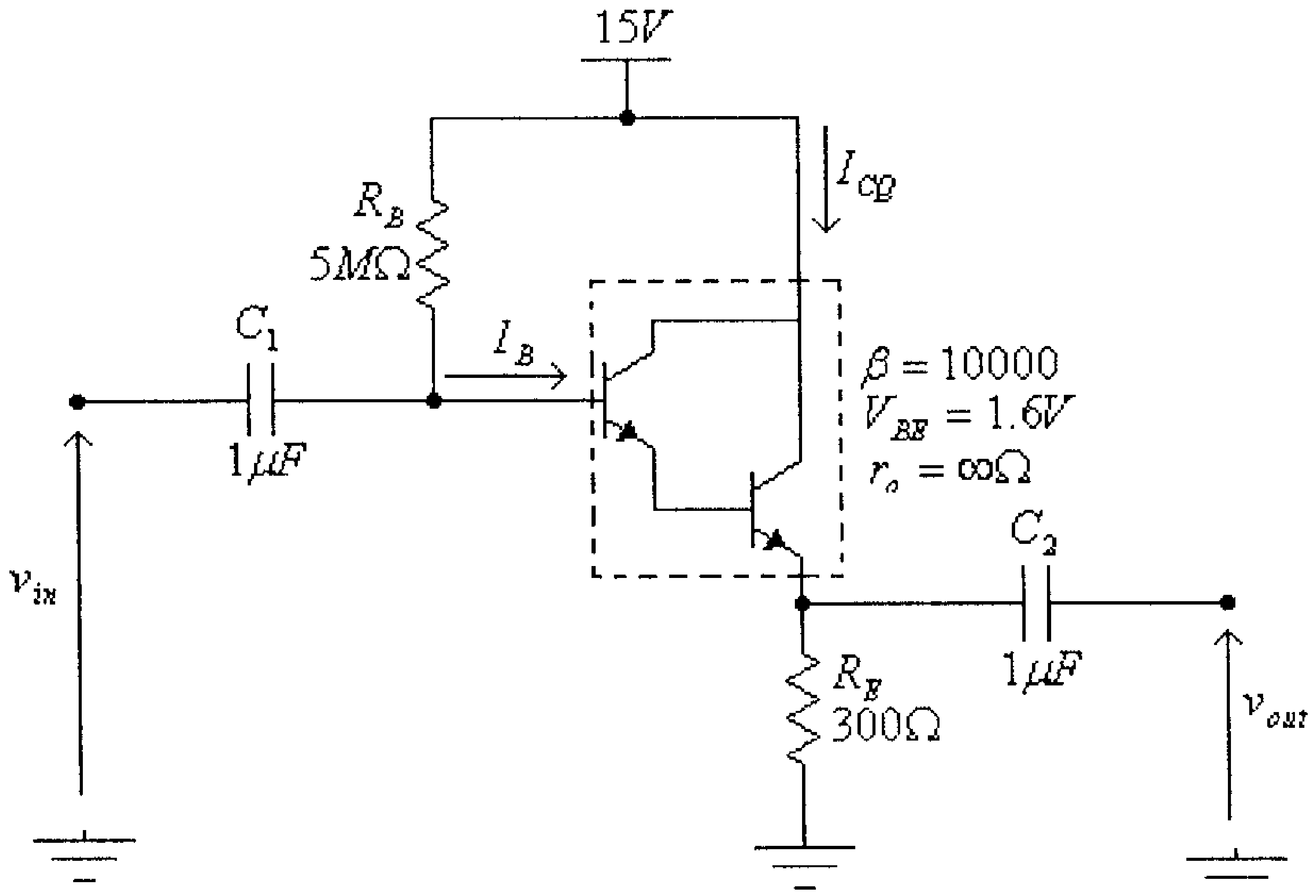
أي أن الممانعة المدخلية لترانزيستور Darlington هي:

$$r_{in} = \frac{2\beta.(26mV)}{I_E} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (10)$$

وهي تساوي ضعف الممانعة المدخلية للترانزيستور العادي.

ولكون معامل تضخيم التيار لهذا الترانزيستور عالياً فكثيراً ما يستخدم هذا الترانزيستور لبناء دوائر تابع الباعث (emitter-follower)، كما في المثال التالي.

مثال (1): للدائرة التالية:



شكل (3)

أ) أوجد قيمة تيار الإنحياز I_{CQ} وفولطية الإنحياز V_{CEQ}.

ب) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة، وأوجد قيمة كل من Z_{in}، Z_{out} و A_V

الحل:

أ) من دائرة الإنحياز:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{15 - 1.6}{5x10^6 + (10000 + 1).(300)}$$

$$= 1.675x10^{-6}\,A = 1.675\mu A$$

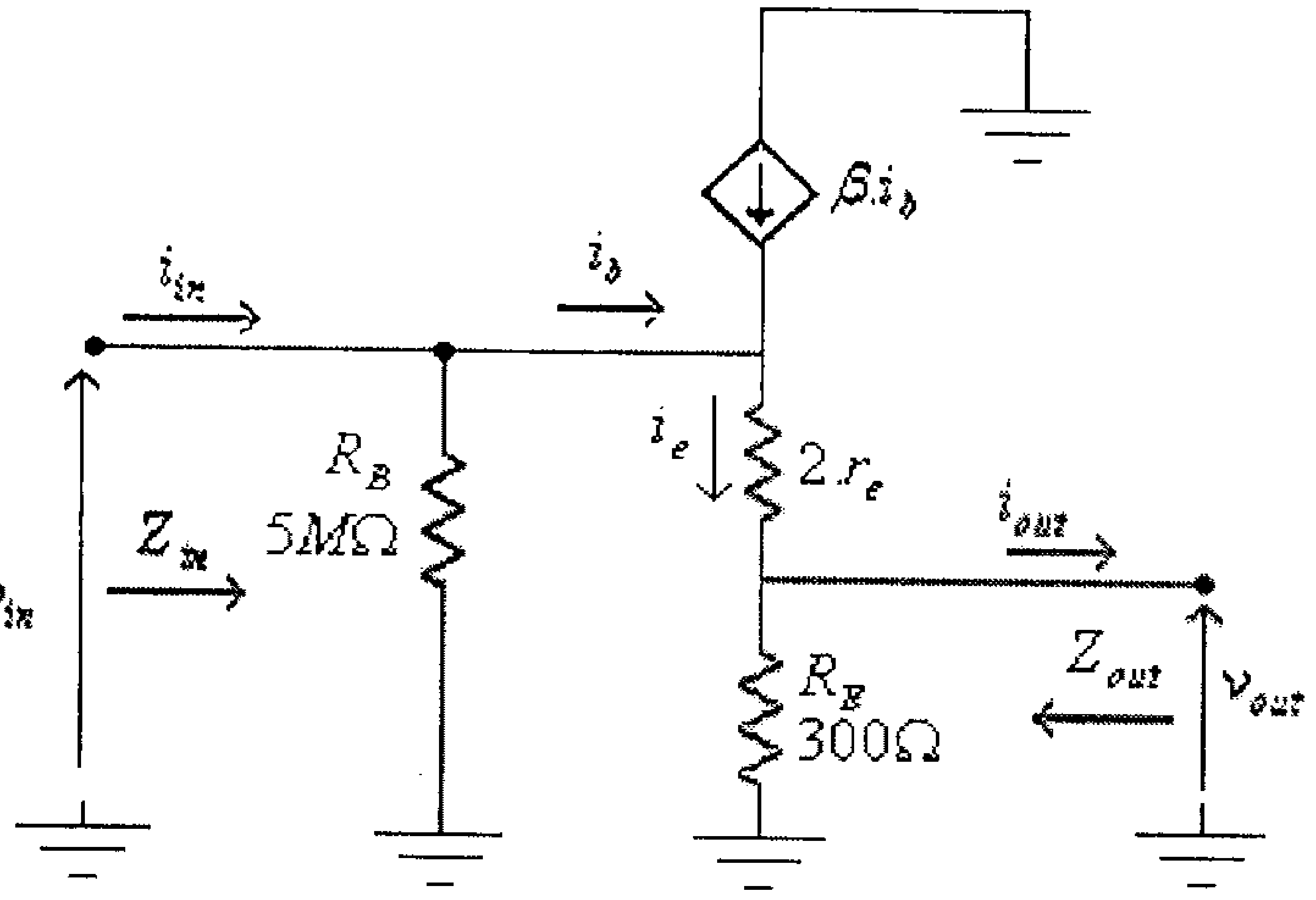
$$I_{CQ} = \beta.I_B = (10000).(1.675x10^{-6})$$

$$= 1.675x10^{-2} A = 16.75mA$$

و:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.R_E = 15 - (16.75x10^{-3}).(300) = 9.975$$

ب) الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة مشابهة لدائرة المُجمع المـــشترك (دائرة تابع الباعث) التي تم دراستها في الوحدة الثانية من هذا الكتاب، أي أن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (4)

في هذه الدائرة:

$$Z_{in} = R_B \| (2\beta.r_e + \beta.R_E)$$

حيث:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{16.75mA} = 1.5522\Omega$$

وبالتالي فإن:

$$Z_{in} = 5M\Omega \| (2x10000x1.5522 + 10000x300)$$

$$= 5M\Omega \| 3.031M\Omega = 1.887M\Omega$$

و:

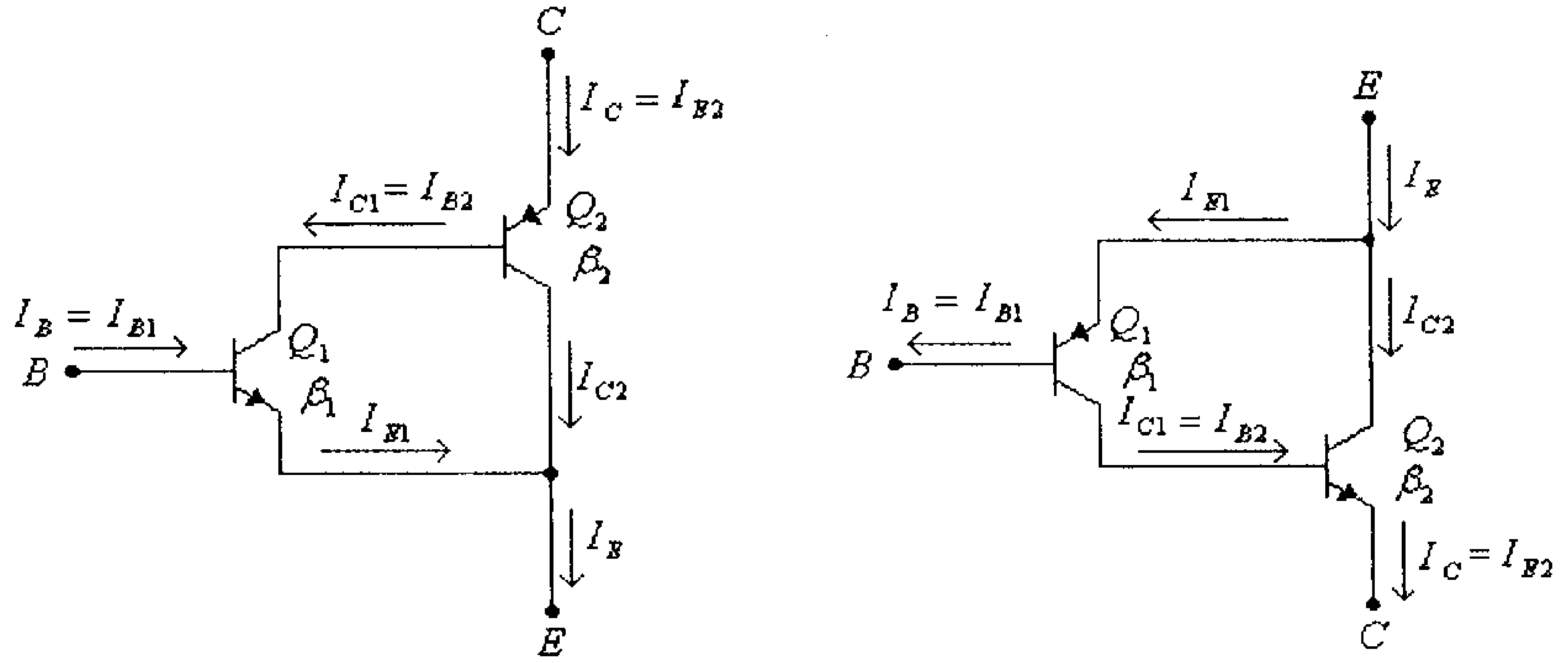
$$Z_{out} = 2.r_e \| R_E \approx 2.r_e = 3.1\Omega$$

و:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx 1$$

6.3 زوج التغذية الراجعة (Feedback Pair)

وتسمى هذه التوصيلة أيضاً بتوصيلة Sziklai، وهي تشبة توصيلة ترانزيستور Darlington إلا أن الترانزيستورين المستخدمين هنا هما بقطبيتين مختلفتين (أحد الترانزيستورين من النوع n-p-n والآخر من النوع p-n-p) وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (5)

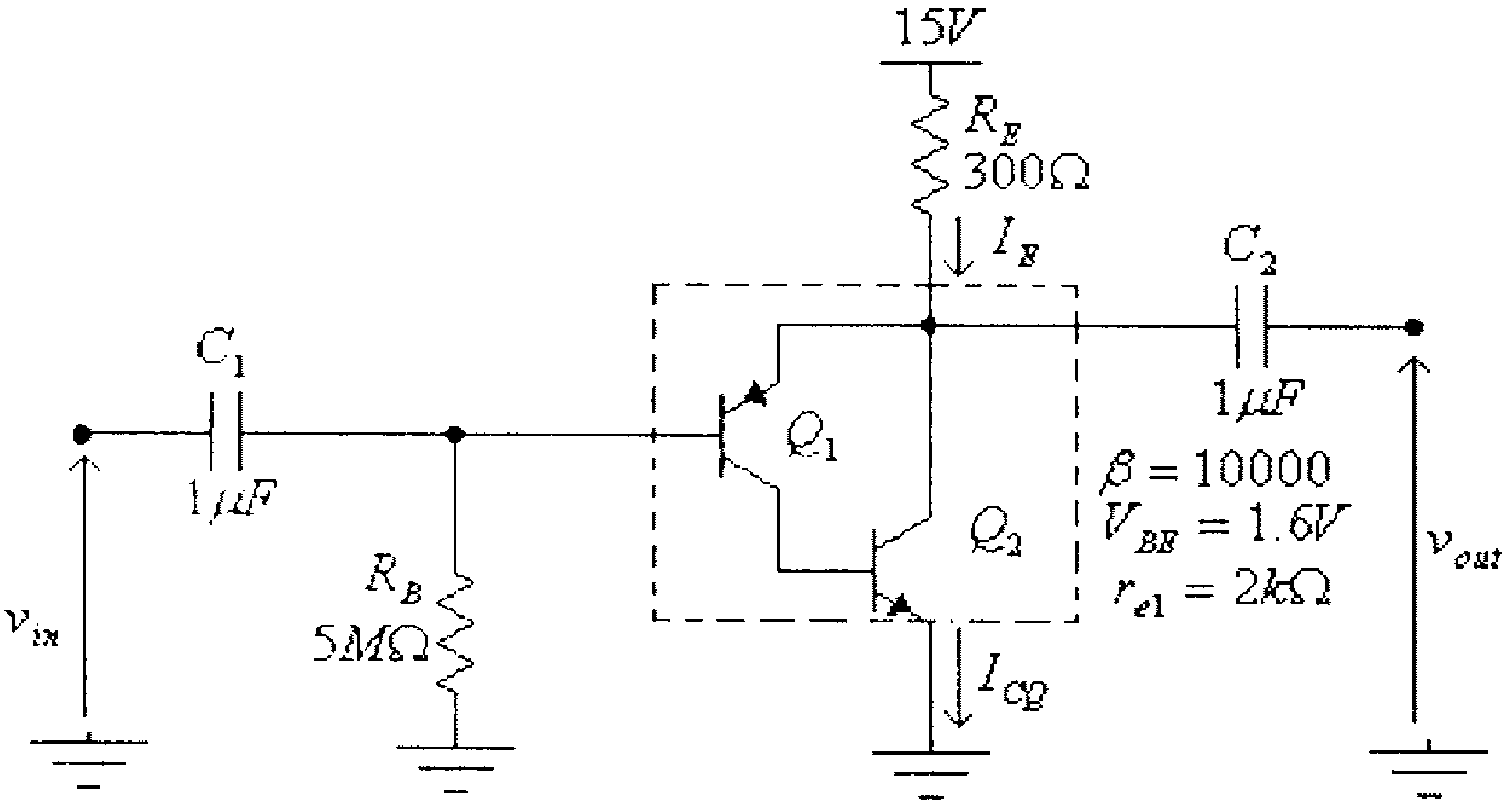
وكما في حالة ترانزيستور Darlington، فإن معامل تضخيم التيار يساوي حاصل ضرب معاملي تضخيم التيار للترانزيستورتين Q_1 و Q_2 المُكونين لهذا الترانزيستور.

أي أن:

$$\beta = \beta_1.\beta_2$$

ولا تختلف طريقة تحليل الدوائر الالكترونية التي تحوي مثل هذا النوع من الترانزيستورات عن طريقة تحليل الدوائر التي تحـــوي الترانزيـــستورات العادية.

مثال (2): للدائرة التالية:



شكل (6)

أ) أوجد قيمة تيار الإنحياز I_{CQ} وفولطية الإنحياز V_{CEQ}.

ب) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة، وأوجد قيمة كـــل مـــن Z_{in}، Z_{out} و A_V.

الحل:

أ) من دائرة الإنحياز:

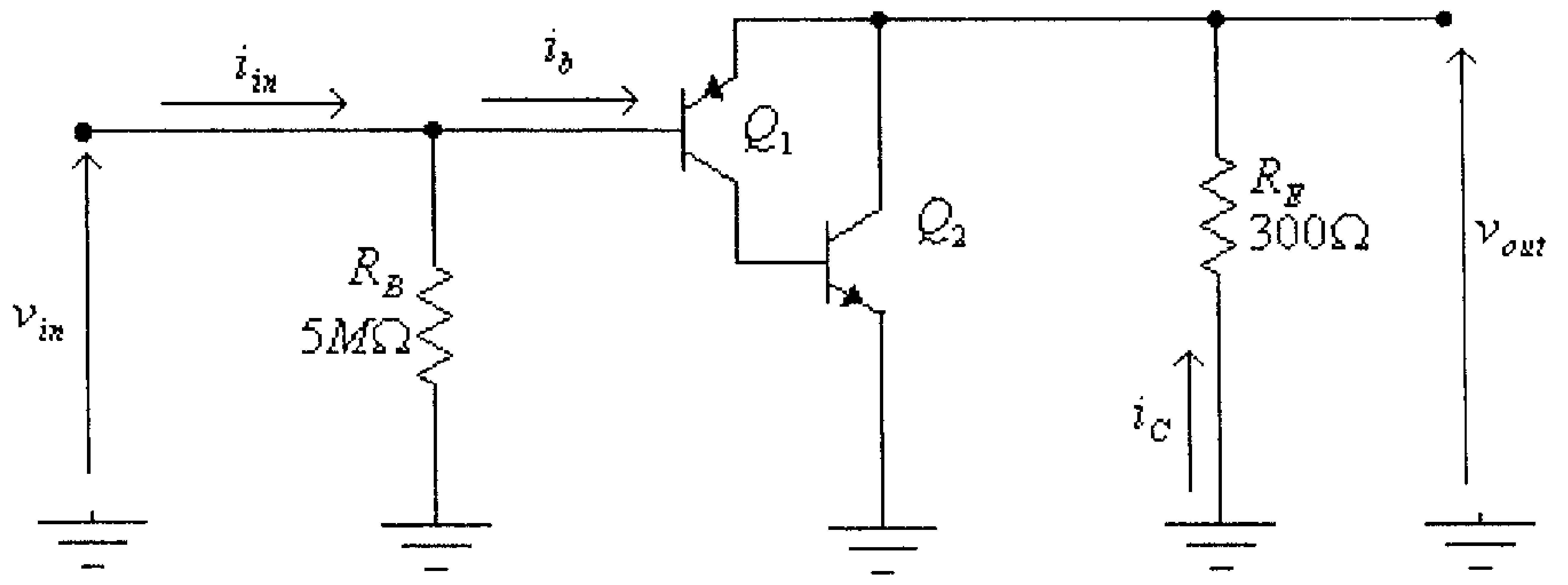
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta.R_E} = \frac{15 - 0.7}{5x10^6 + (10000).(300)} = 1.788x10^{-6}A = 1.788\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = (10000).(1.788x10^{-6}) = 1.788x10^{-2}A = 17.88mA$$

و:

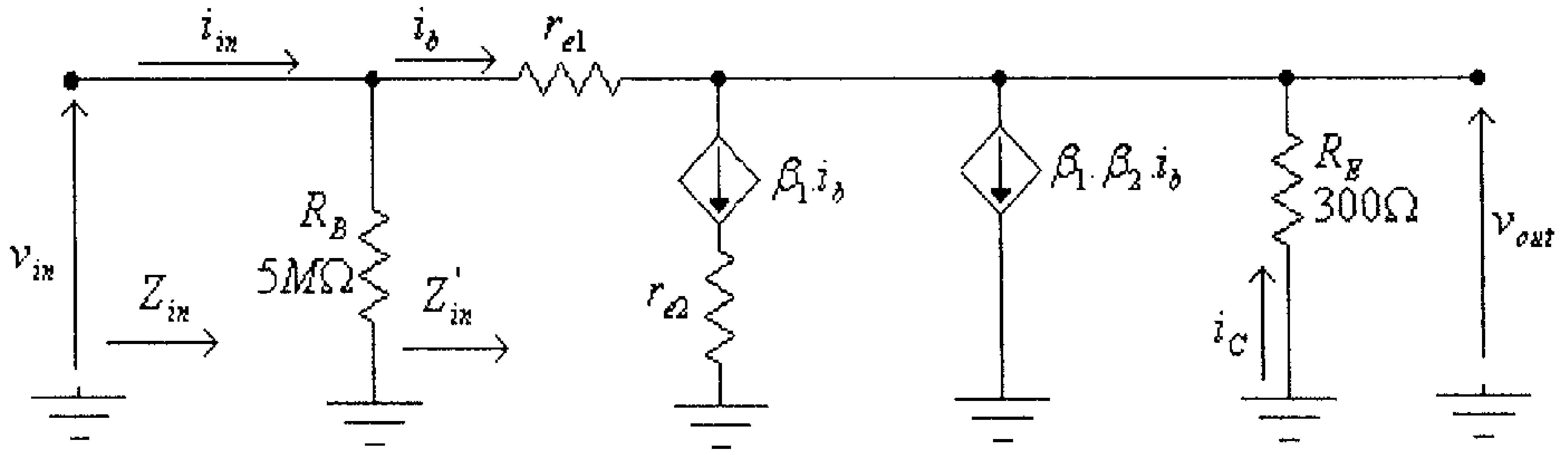
$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.R_E = 15 - (17.88x10^{-3}).(300) = 9.636$$

ب) بعد إستبدال كل من المكثفين C_1 و C_2 بدارة قصر، وإهمال تأثير فولطيـــة التغذية، تصبح الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة كما فـــي الـــشكل التالي.



شكل (7)

وبعد إستبدال كل من الترانزيستورين Q_1 و Q_2 بدائرته المكافئة،تصبح الدائرة المكافئة لهذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (8)

في هذه الدائرة:

$$v_{in} = v_{out} + i_b.r_{e1} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

ولكن:

$$v_{out} = -i_C . R_E = \beta_1 . \beta_2 . i_b . R_E = \beta . i_b . R_E \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (2)$$

بتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد:

$$v_{in} = \beta . i_b . R_E + i_b . r_{e1}$$

ومنها:

$$Z'_{in} = \frac{v_{in}}{i_b} = \beta . R_E + r_{e1} \approx \beta . R_E$$

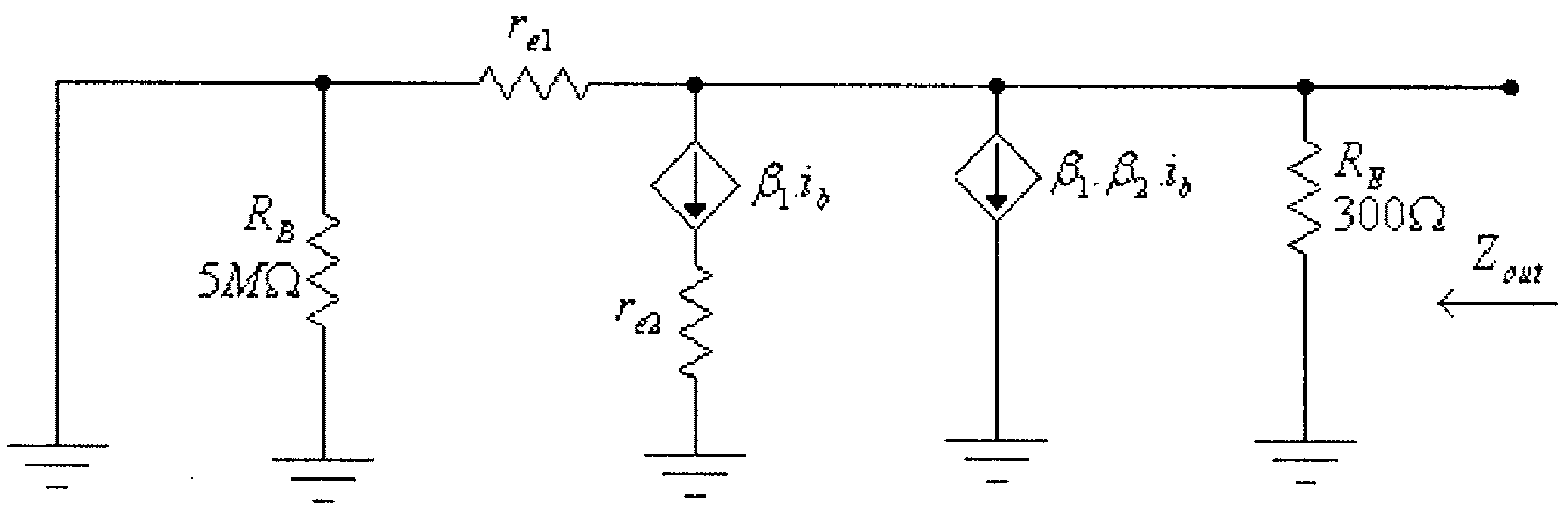
وبالتالي فإن:

$$Z_{in} = R_B \| Z'_{in} = R_B \| (\beta . R_E)$$

أي أن:

$$Z_{in} = R_B \| (\beta . R_E) = 5M\Omega \| 3M\Omega = 1.875M\Omega$$

ولما كانت الممانعة المخرجية يتم إيجادها عندما تكون قيمة v_{in} تساوي صفراً، فهذا يعني أن الممانعة المخرجية يتم إيجادها من الدائرة التالية.



شكل (9)

من هذه الدائرة، نجد أن:

$$Z_{out} = R_E \| \left(\frac{r_{e1}}{\beta} \right) \approx \frac{r_{e1}}{\beta}$$

أي أن:

$$Z_{out} \approx \frac{r_{e1}}{\beta} = \frac{2k\Omega}{10000} = 0.2\Omega$$

من المعادلة (2) السابقة، فإن:

$$v_{out} = \beta.i_b.R_E \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3)$$

ولكن:

$$i_b = \frac{v_{in} - v_{out}}{r_{e1}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

بتعويض المعادلة (4) في المعادلة (3)، نستنتج أن:

$$v_{out} = \beta.R_E.\left(\frac{v_{in} - v_{out}}{r_{e1}}\right)$$

ومنها:

$$v_{out}(r_{e1} + \beta.R_E) = v_{in}.\beta.R_E$$

أي أن:

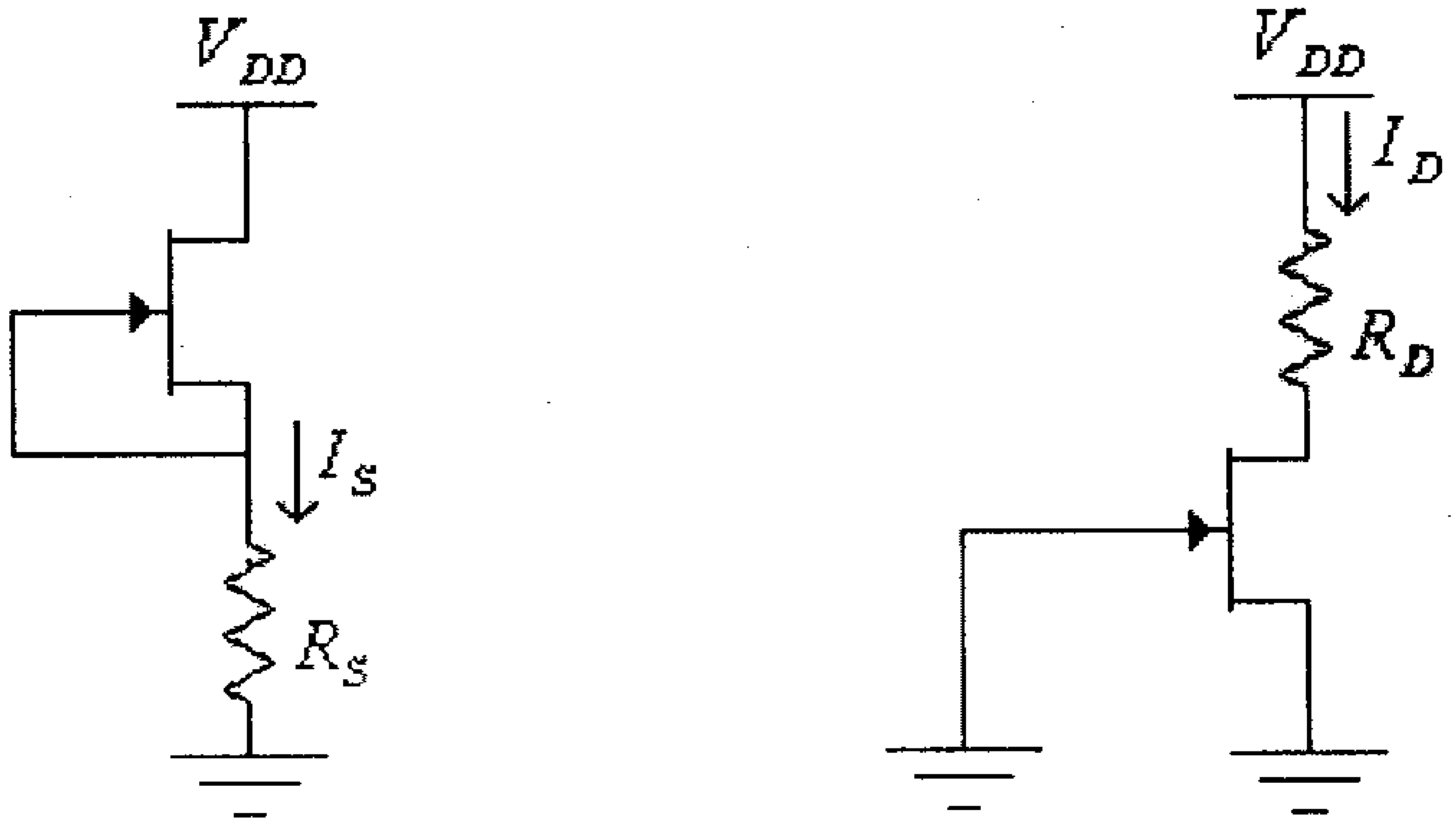
$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\beta.R_E}{r_{e1} + \beta.R_E} \approx 1$$

6.4 دوائر مصدر التيار (Current Source Circuits)

على عكس مصدر الفولطية، والذي يُستخدم لتغذية الحمل بفولطية ثابتة بغض النظر عن التيار المخرجي، فإن مصدر التيار يُستخدم لتغذية الحمل بتيار كهربائي بقيمة ثابتة بغض النظر عن الفولطية المخرجيه. وعلى عكس مصدر الفولطية، والذي ممانعته الداخلية قليلة جداً، فإن الممانعة الداخلية لمصدر التيار كبيرة جداً وهي تساوي ما لانهاية، لمصدر التيار المثالي.

تُستخدم دوائر مصدر التيار في بناء العديد من الدوائر الالكترونية مثل مضخمات الفرق ومضخمات العمليات التي سنتطرق اليها فيما بعد.

ويمكن بناء دائرة مصدر تيار باستخدام ترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET) كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (10)

ولما كانت العلاقة بين تيار المصدر (I_D) وفرق الجهد بين البوابة والمصدر (V_{GS}) لترانزيستور الـ JFET، هي:

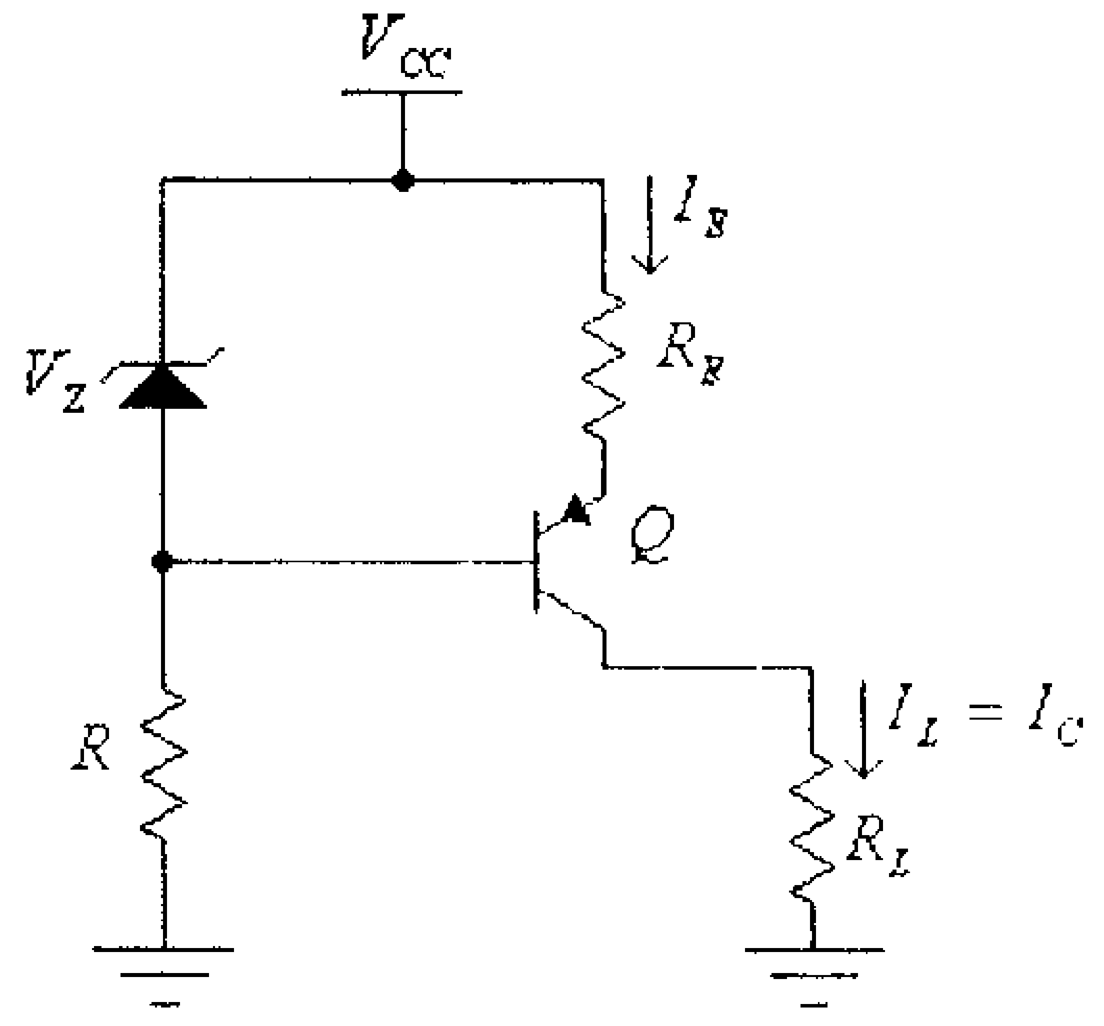
$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

فإنك تلاحظ أنه وعندما تكون قيمة V_{GS} تساوي صفراً، فإن:

$$I_D = I_{DSS}$$

وتبقى هذه القيمة ثابتة ولا تعتمد على مقدار مقاومة الحمل (R_D أو R_S) أو فولطية مصدر التغذية V_{DD}.

كما يُمكن بناء دوائر مصدر تيار باستخدام ترانزيستورات ثنائية القطبية، كما هو في الشكل التالي.



شكل (11)

في هذه الدائرة:

$$I_E = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E} = \frac{V_Z - 0.7}{R_E}$$

وحيث أن:

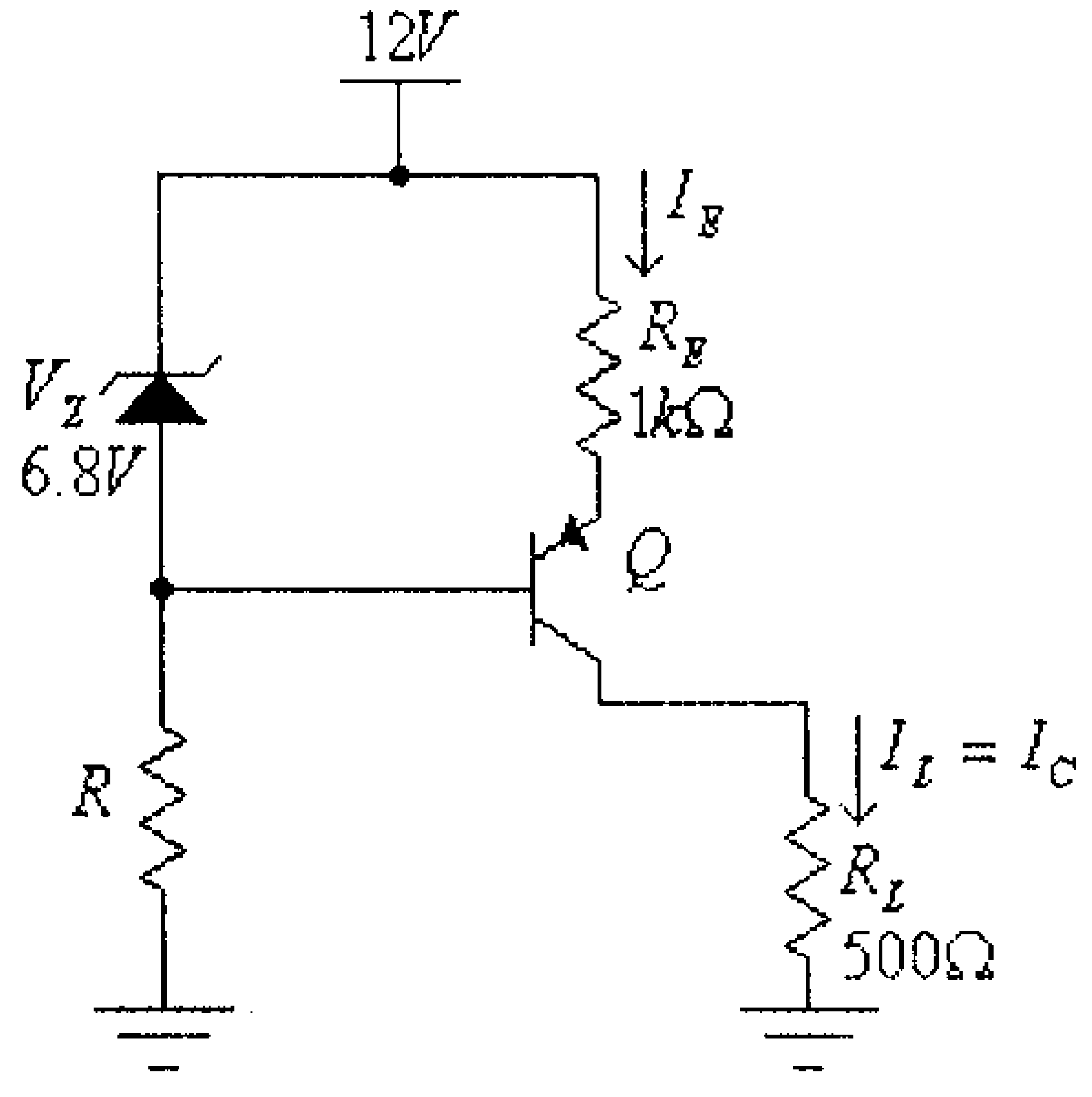
$$I_C = I_E$$

فإن:

$$I_C = I_L = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E} = \frac{V_Z - 0.7}{R_E}$$

ولمّا كانت قيمة كل من V_Z و R_E ثابتة، فإن قيمة تيــار الحمــل، I_L ثابتة ولا تعتمد على مقدار مقاومة الحمل (R_L) أو فولطية مصدر التغذية V_{CC}.

مثال (3): أوجد مقدار تيار الحمل في الدائرة التالية:



شكل (12)

الحل:

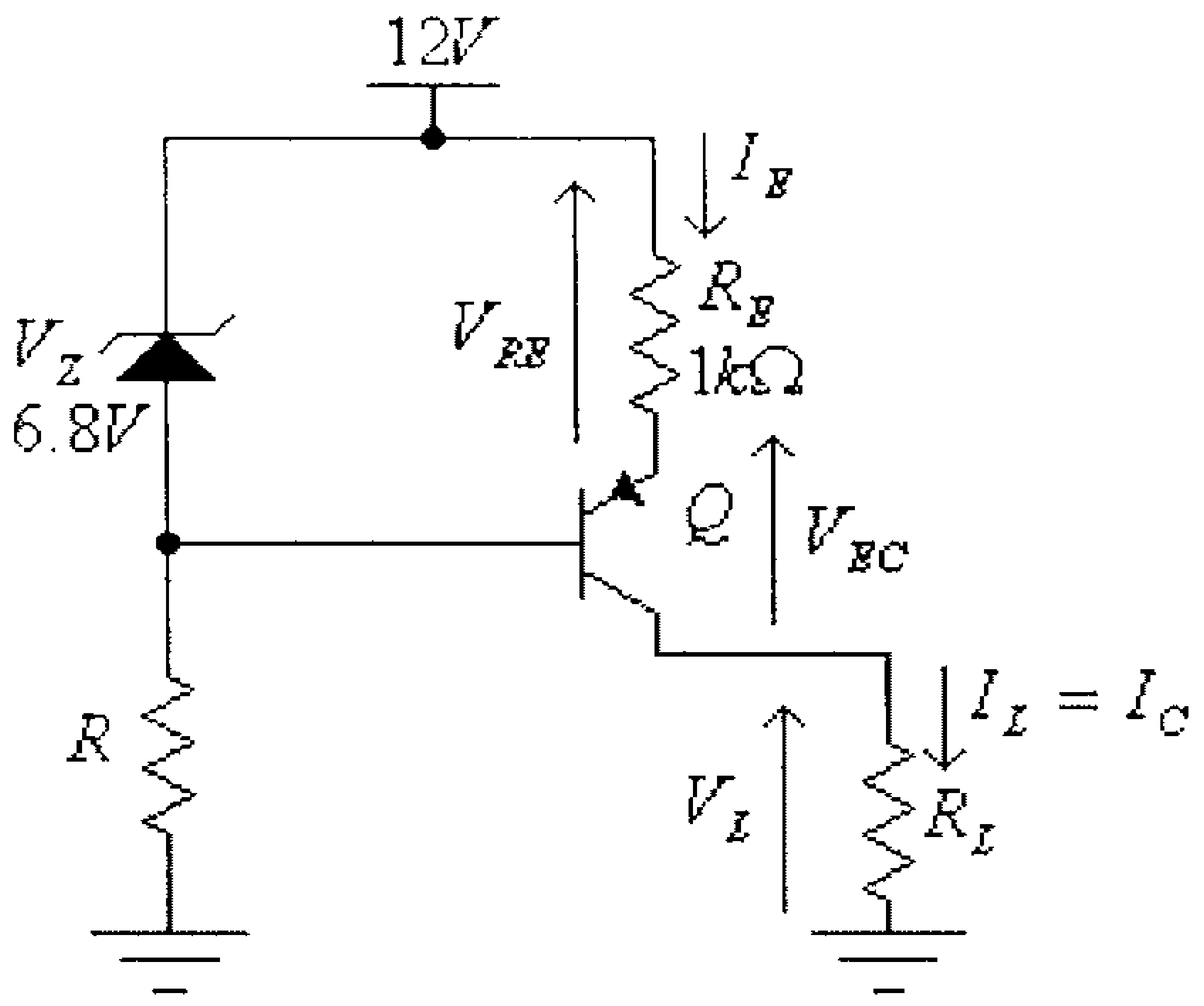
في هذه الدائرة:

$$I_E = I_C = I_L = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E} = \frac{6.8 - 0.7}{1k\Omega} = 6.1mA$$

مثال (4):

ماهي القيمة العظمى لمقاومة الحمل الذي يمكن وصله علـــى مخـــرج الدائرة في المثال السابق.

الحل:



شكل (13)

تلاحظ من هذه الدائرة أن:

$$V_L + V_{EC} + V_{RE} = V_{CC}$$

أي أن:

$$V_L = V_{CC} - V_{EC} - V_{RE}$$

ولكن:

$$V_{RE} = V_Z - V_{EB}$$

وبالتالي فإن:

$$V_L = V_{CC} - V_{EC} - V_Z + V_{EB}$$
$$= 12 - V_{EC} - 6.8 + 0.7 = 5.9 - V_{EC}$$

من هذه المعادلة تلاحظ أن القيمة العظمى لفولطية الحمل هي تلك التي عندها تكون قيمة V_{EC} هي القيمة الصغرى (أي يكون الترانزيستور بحالة إشباع). أي أن:

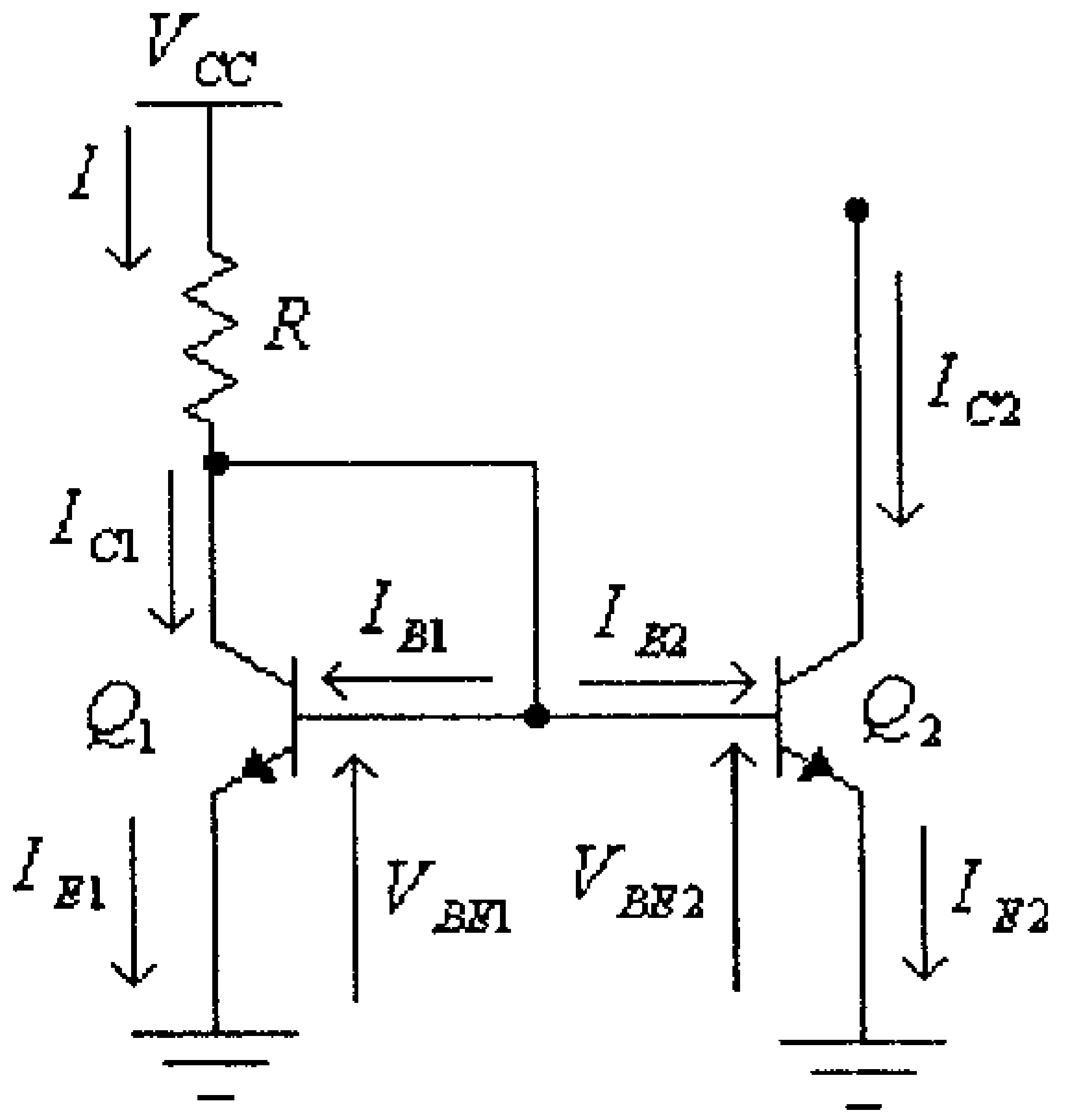
$$V_{L\max} = 5.9 - V_{ECsat} = 5.9 - 0.3 = 5.6V$$

وبالتالي فإن:

$$R_{L\max} = \frac{V_{L\max}}{I_L} = \frac{5.6}{6.1mA} = 918\Omega$$

6.5 دوائر مرآة التيار (Current Mirror Circuits)

تُستخدم هذه الدوائر لتوليد تيار أو مجموعة من التيارات الثابتة التي قيمتها تساوي قيمة تيار ثابت أخر (أي صورة عنه)، وهي تُستخدم كثيراً في بناء الدارات المتكاملة المختلفة وخاصة مضخمات العمليات (operational amplifiers) . الشكل التالي يبين دائرة مرآة تيار بسيطة.



شكل (14)

تلاحظ في هذه الدائرة أن:

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

وبالتالي فإن:

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B$$

وحيث أن الترانزيستورين Q_1 و Q_2 عادة ما يكونان متكافئـــان فـــإن معاملا تضخيم التيار (β) لهما متساويان وبالتالي فإن:

$$I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_{E1} = I_{E2}$$

كما تلاحظ في هذه الدائرة كذلك أن:

$$I = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

ولكن:

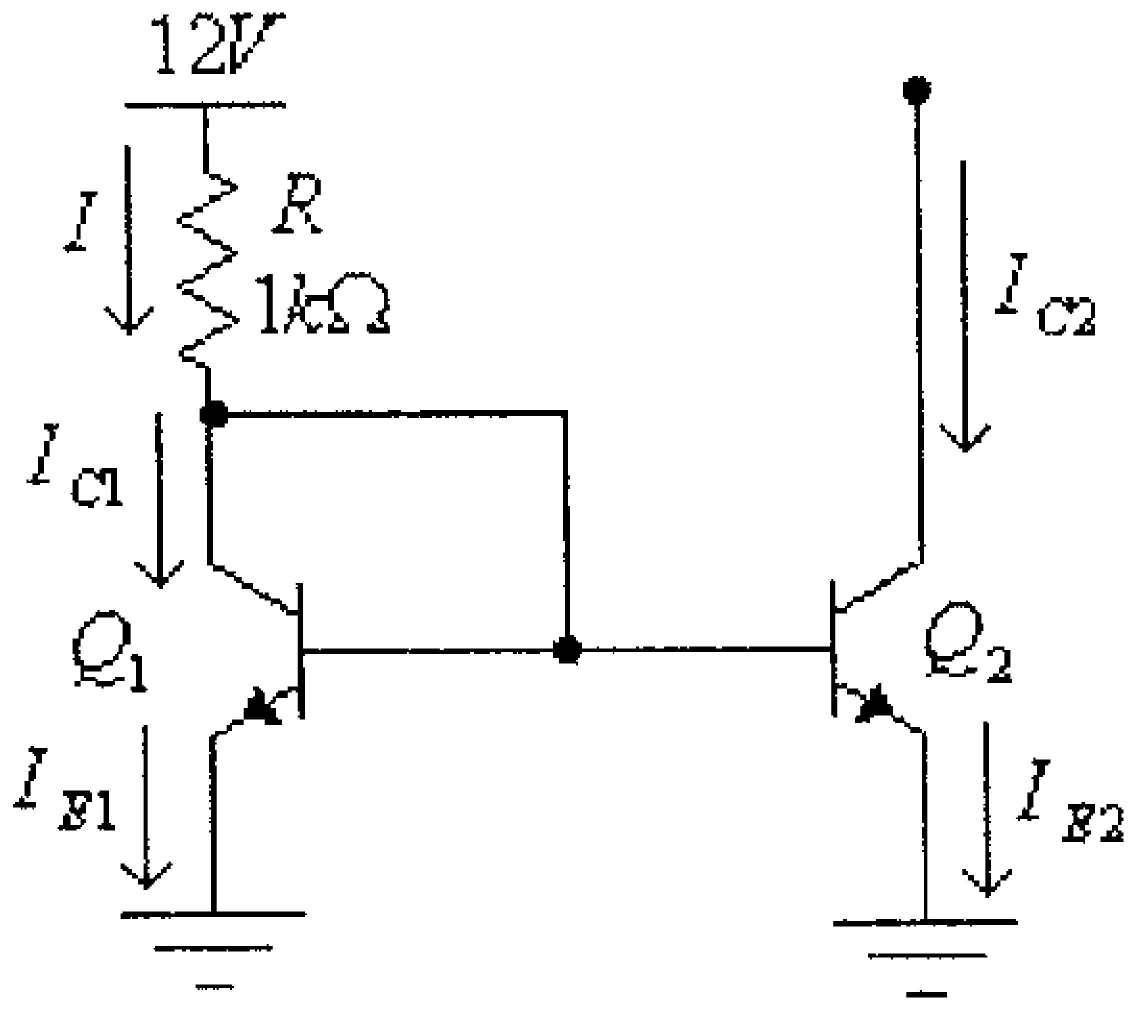
$$I = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + 2.I_B = I_{C1} + \frac{2.I_{C1}}{\beta} \approx I_{C1}$$

أي أن:

$$I \approx I_{C1} = I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

من هذه المعادلة يُستنتج أن التيار I_{C2} يساوي التيار I_{C1} (أي صـــورة عنه)، وأن التيار I_{C1} (وبالتالي التيار I_{C2}) يمكن تحديد قيمته عن طريق قيمة المقاومة R.

مثال (5): في الدائرة التالية أوجد قيمة كل من التيارات I ، I_{C1} و I_{C2} .



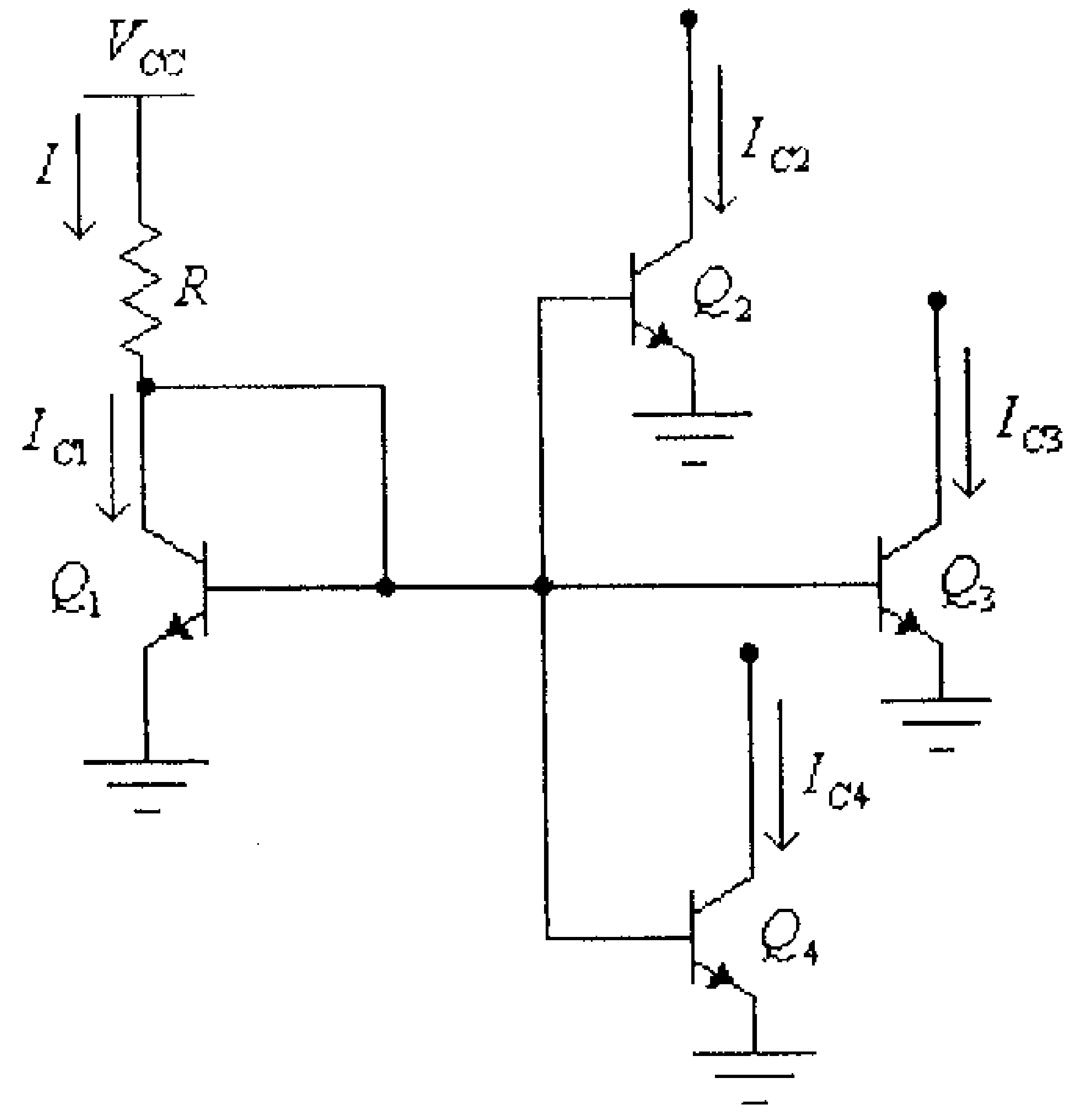
شكل (15)

الحل:

$$I \approx I_{C1} = I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} = \frac{12 - 0.7}{1k\Omega} = 11.3mA$$

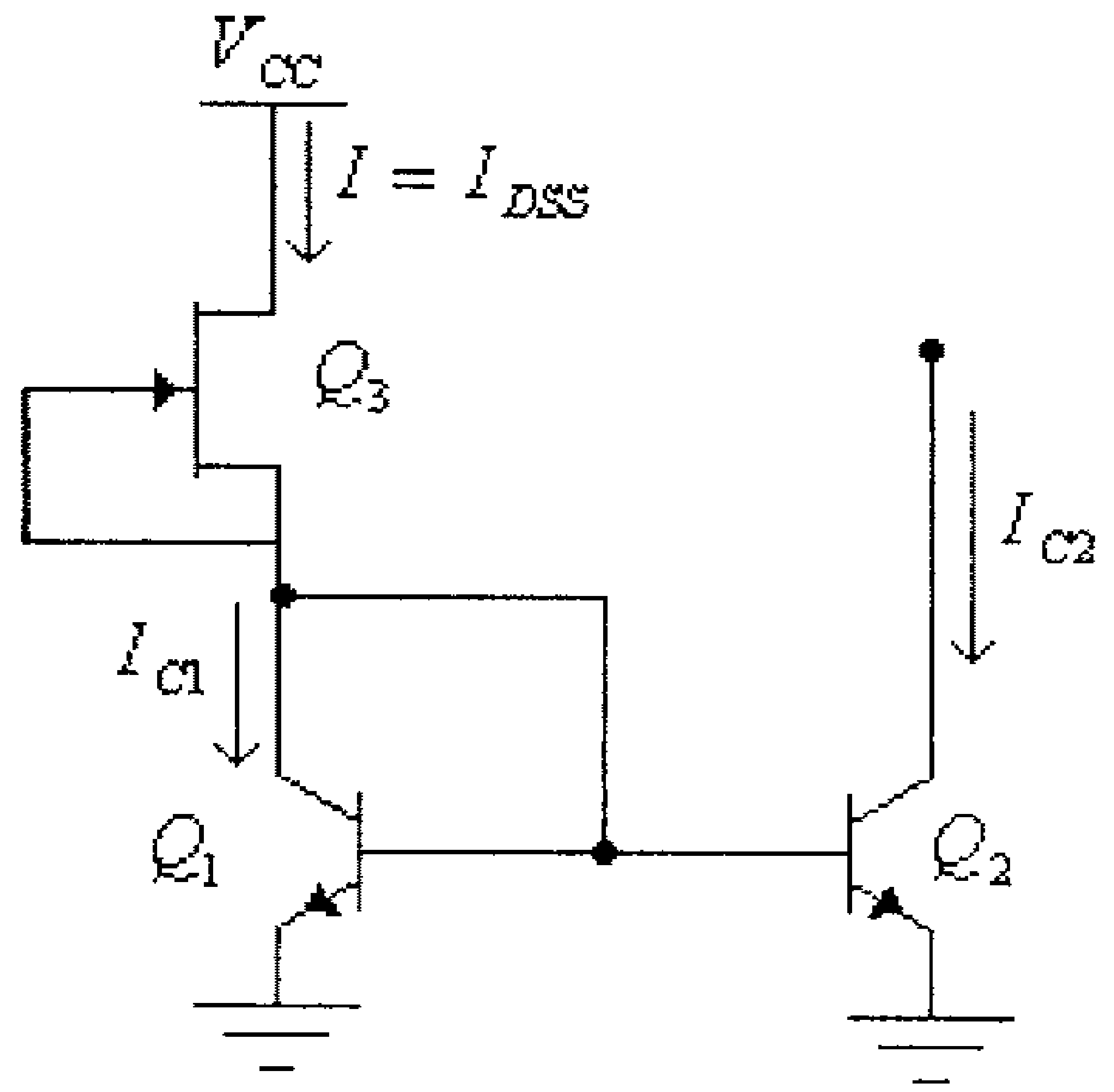
ويمكن بناء مرآة تيار لتوليد تيارين أو أكثر قيمة كل منهما تساوي قيمة تيار معين (أي صورة عنه). ففي الدائرة المبينة في الشكل ادناه تلاحظ أن:

$$I \approx I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$



شكل (16)

وفي بعض الدوائر يُستخدم ترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET) لتوليد التيار الثابت (I)، وذلك كما في الدائرة المبينة في الشكل التالي.



شكل (17)

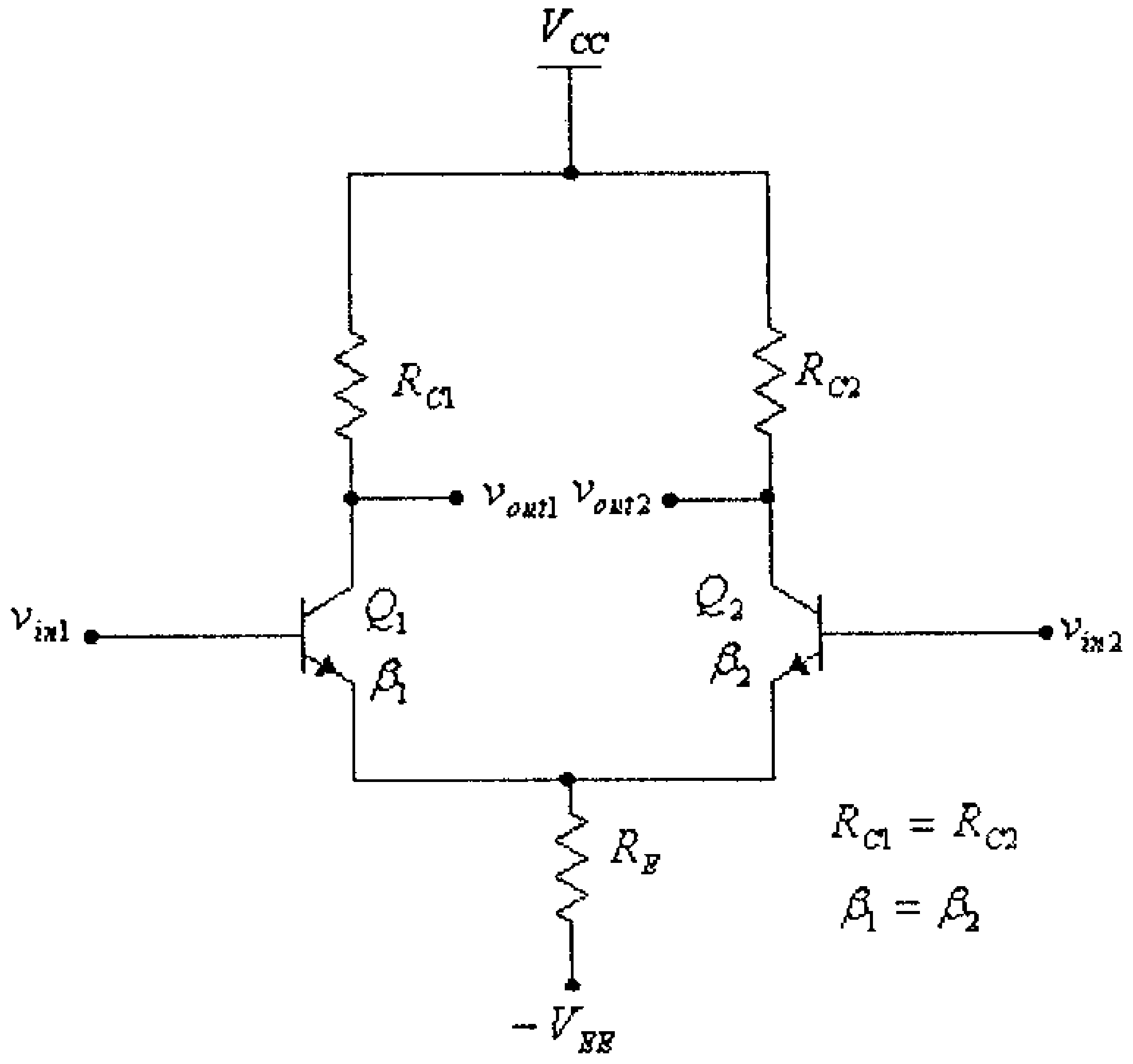
حيث تلاحظ في هذه الدائرة أن:

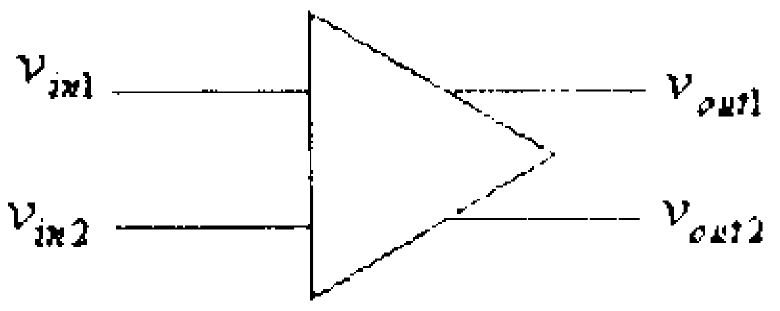
$$I = I_{DSS} = I_{C1} = I_{C2}$$

6.6 مضخمات الفرق (Differential Amplifiers)

يُستخدم مضخم الفرق لتضخيم الفرق بين إشــارتين مــدخليتين، وهــو يُستخدم كثيراً في بناء العديد من الدارات المتكاملة وخاصة مضخمات العمليات (operational amplifiers).

الشكل التالي يبين دائرة مضخم فرق ورمزه





شكل (18)

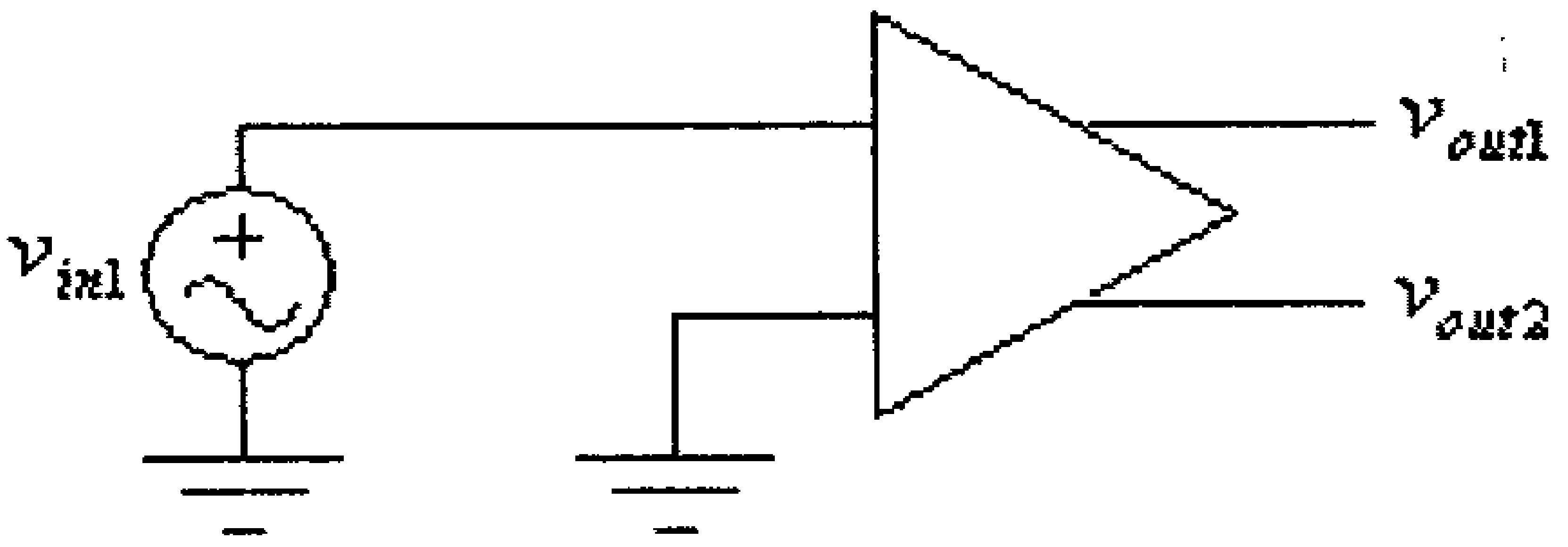
من هذا الشكل نلاحظ أنه:

- لمضخم الفرق مدخلان هما v_{in1} و v_{in2}.
- لمضخم الفرق مخرجان هما v_{out1} و v_{out2}.
- يتم تغذية مضخم الفرق بفولطيتي تغذية، إحداهما موجبة (V_{CC}) والأخرى سالبة $(-V_{EE})$.
- الترانزيستوران Q_1 و Q_2 المستخدمان لبناء مضخم الفرق متشابهان ولهما نفس معامل تضخيم التيار (β).
- المقاومتين R_{C1} و R_{C2} متساويتي القيمة، أي أن:

$$R_{C1} = R_{C2} = R_C$$

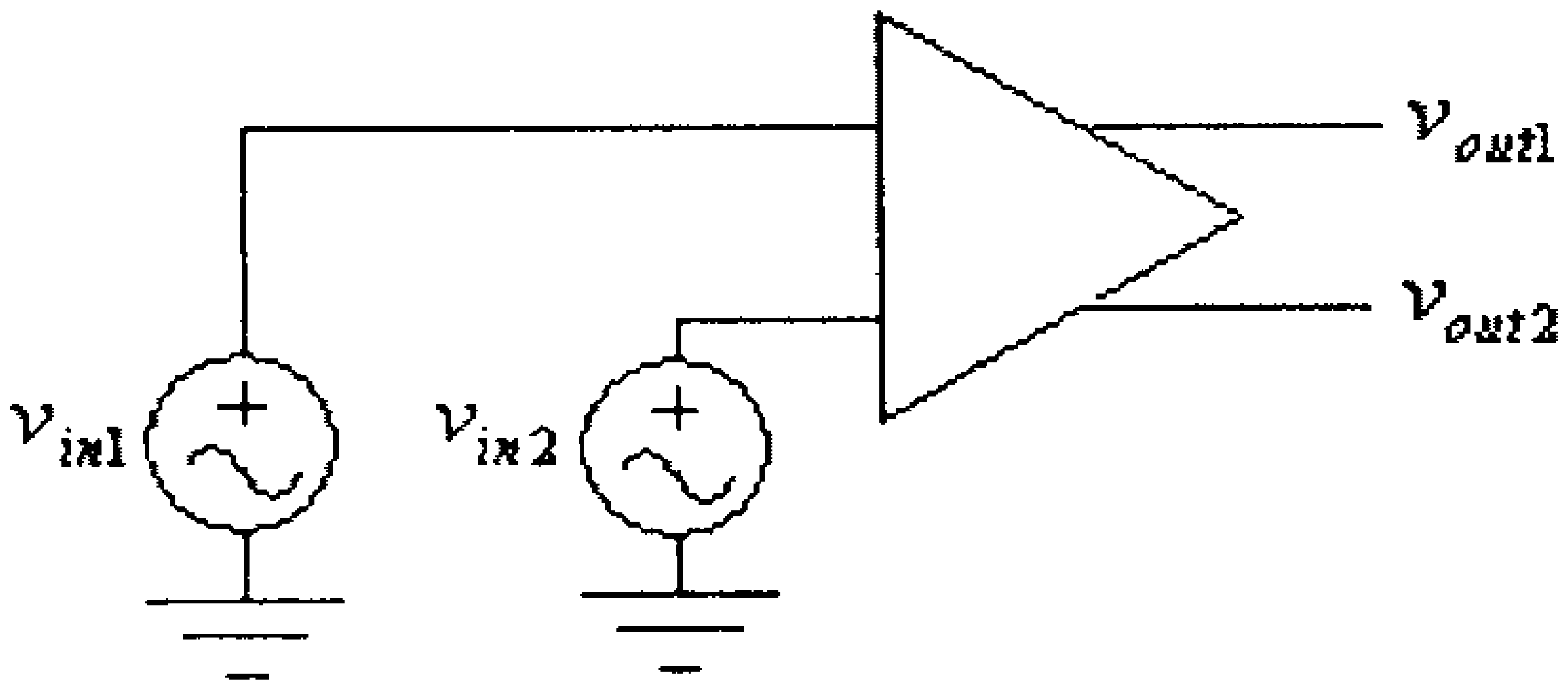
ولمّا كان لهذا المضخم مدخلين فإنه يمكن أن يعمل بثلاث حالات مختلفة، وهي:

أ) تغذية إشارة مدخلية الى أحد المدخلين (v_{in1} أو v_{in2})، وتسمى هذه الحالة أحادية الطرف (single-ended)، وذلك كما في الشكل التالي، وتستخدم هذه الحالة لتضخيم إشارة مدخلية معينة.



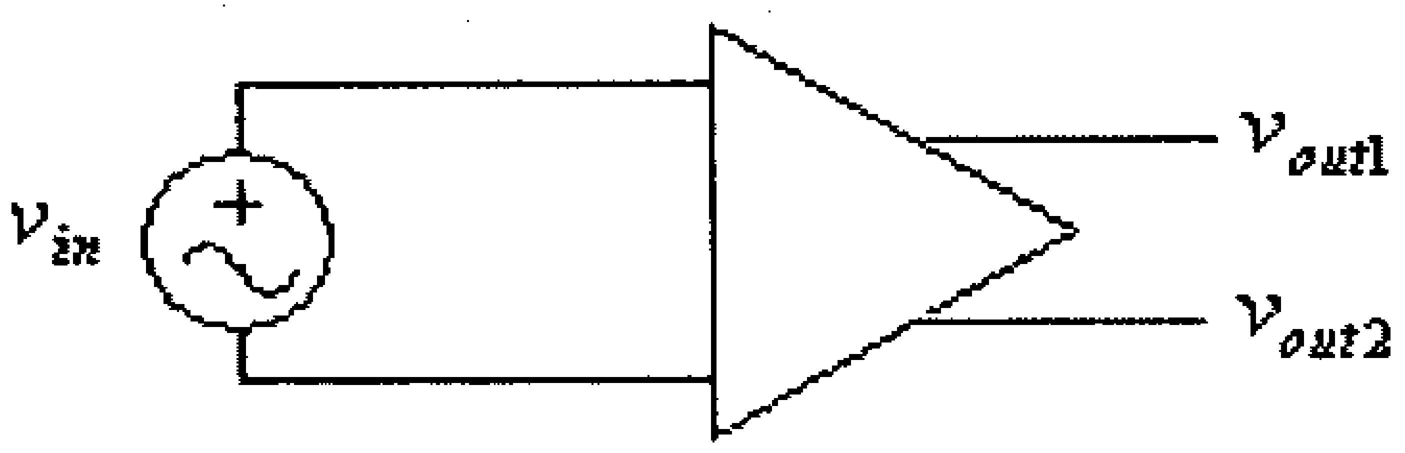
شكل (19)

ب) تغذية إشارتين مدخليتين الى المدخلين (v_{in1} و v_{in2})، وتسمى هذه الحالة زوجية الطرف (double-ended)، وذلك كما في الشكل التالي، وتستخدم هذه الحالة لتضخيم الفرق بين الإشارتين المدخليتين v_{in1} و v_{in2}.



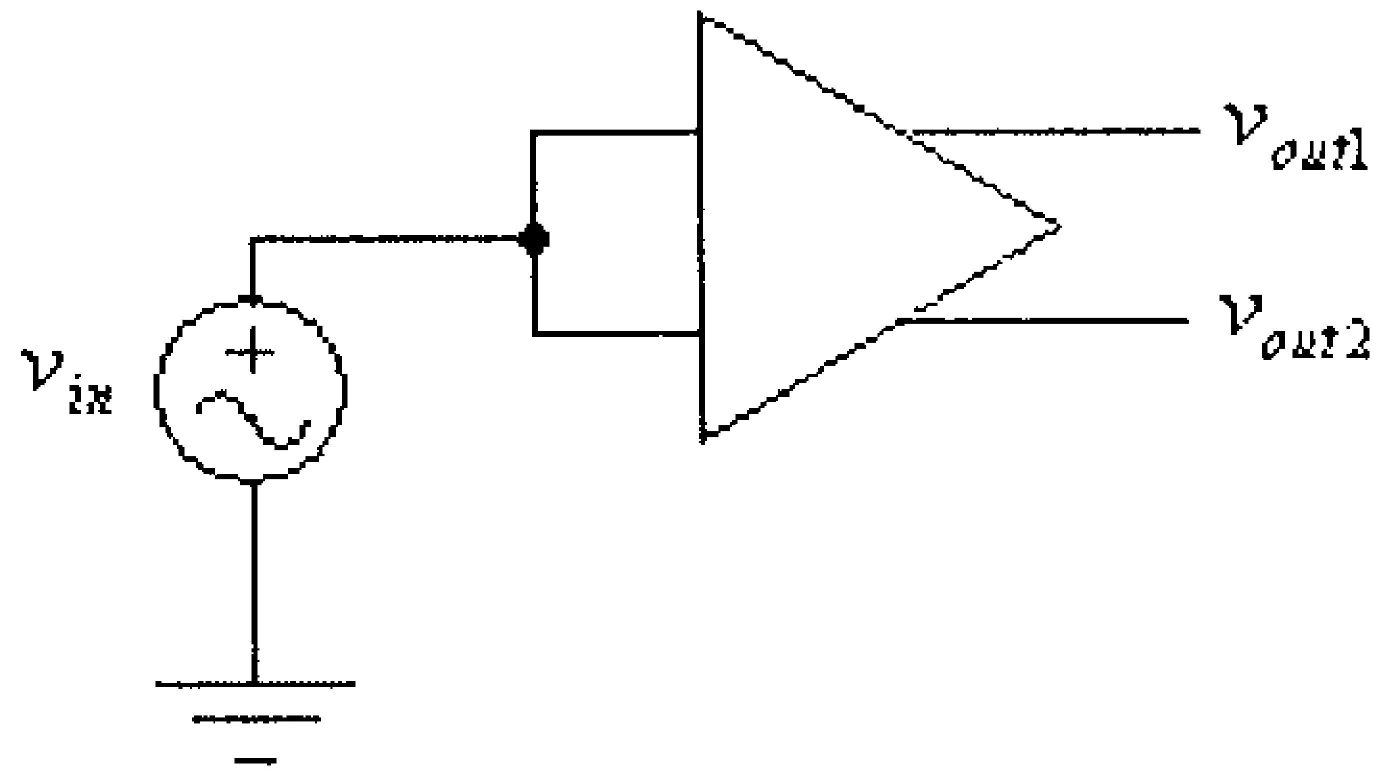
شكل (20)

ويمكن إستخدام هذه الحالة لتضخيم إشارة مدخلية واحدة، وذلك بتغذية هذه الإشارة بين المدخلين، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (21)

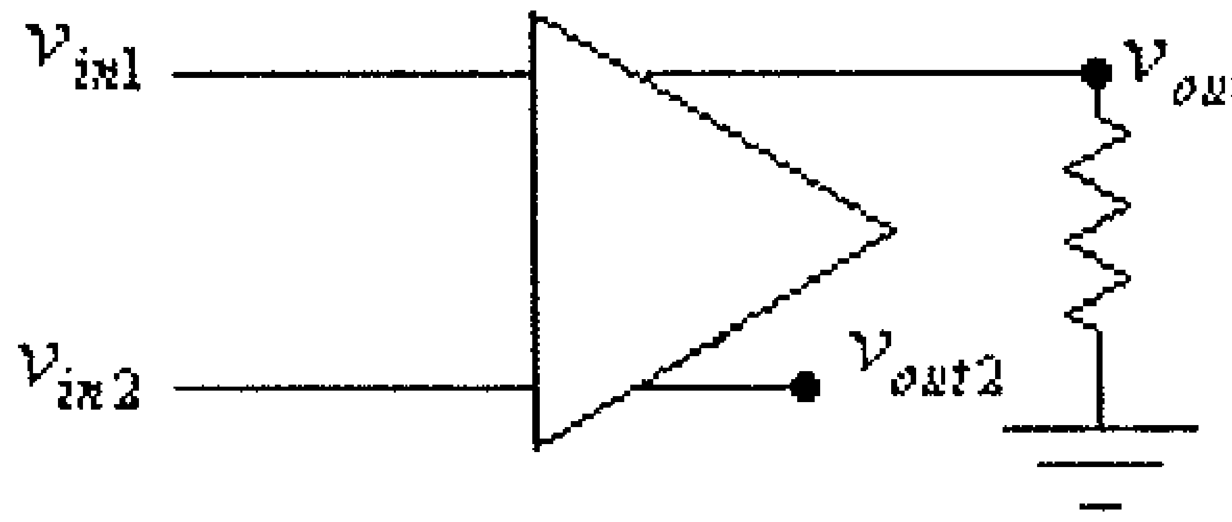
ج) تغذية المدخلين معاً بإشارة واحدة، وتسمى هذه الحالة الحالة العامة (common-mode)، وذلك كما في الشكل التالي، وهذه الحالة لا تُستخدم في التطبيقات العملية، لأنه ولتماثل دائرة مضخم الفرق فإن معامل التضخيم في هذه الحالة (للمضخم المثالي) يساوي صفراً.



شكل (22)

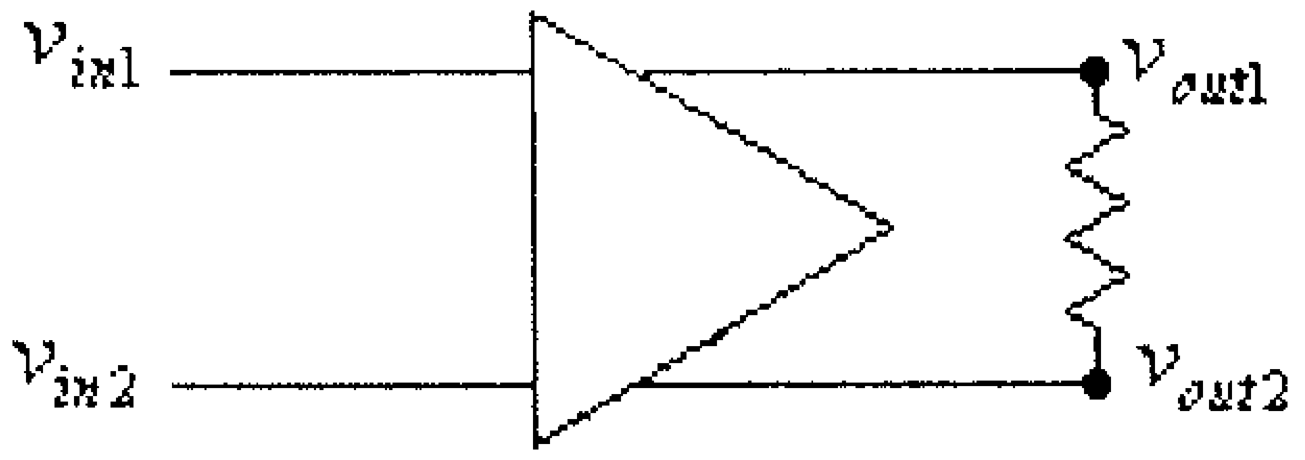
أما في ما يتعلق بمخرج مضخم الفرق، فيمكن توصيل الحمل معه بأحدى الطريقتين التاليتين:

أ) توصيل الحمل بين أحد المخرجين v_{out1} أو v_{out2} ونقطة الأرضي للدائرة، وذلك كما في الشكل التالي.



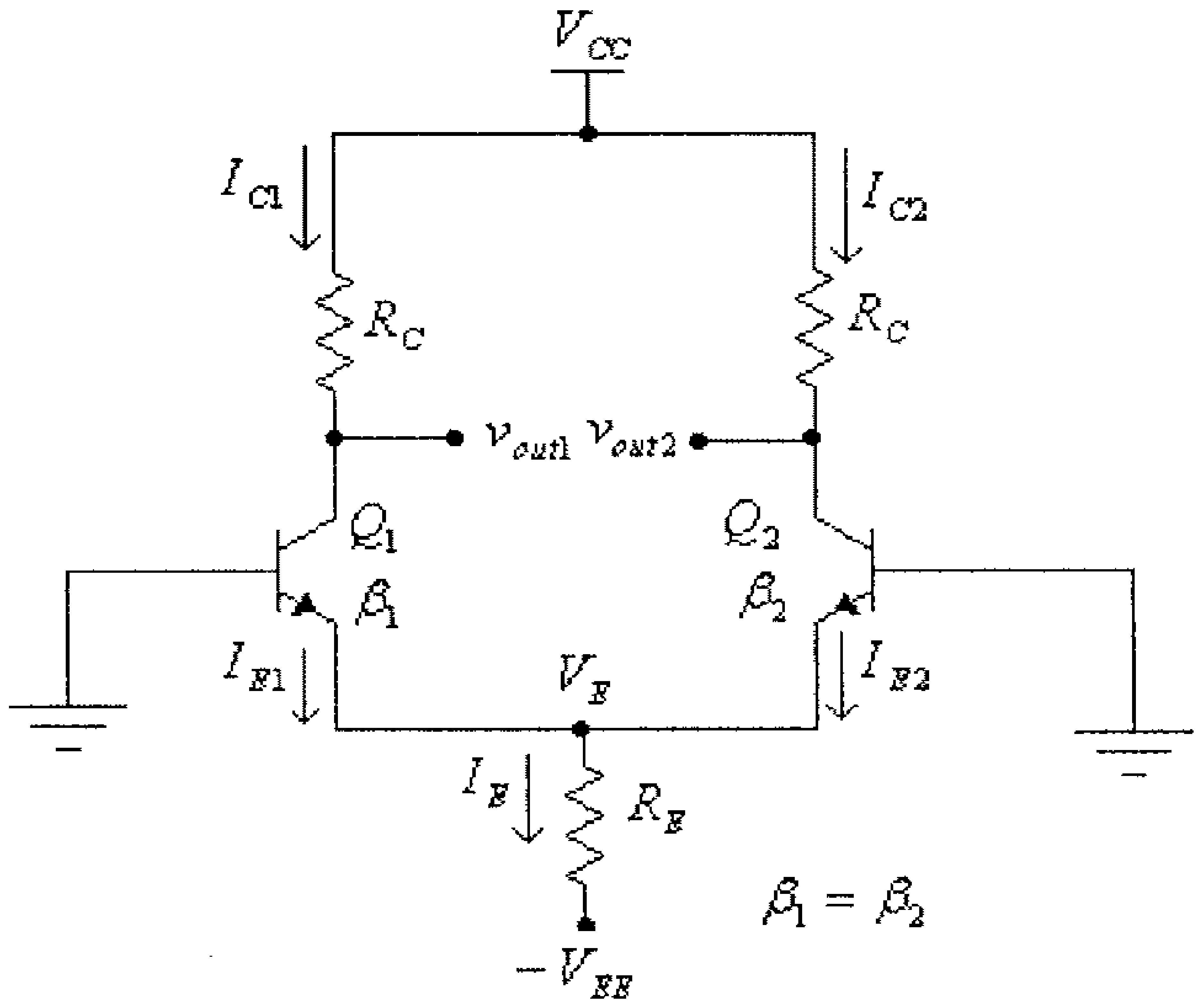
شكل (23)

ب) توصيل الحمل بين المخرجين v_{out1} و v_{out2} ، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (24)

وحتى نستطيع فهم طريقة عمل هذا المضخم فإننا سنبدأ دراستنا لدائرة هذا المضخم، والمبينة في شكل (18) السابق، عندما تكون فولطية كل من المدخلين تساوي صفراً، أي كما في الشكل التالي.



شكل (25)

في هذه الدائرة:

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

ومنها:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 0 - 0.7 = -0.7V$$

وكذلك:

$$I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E} = \frac{-0.7 - V_{EE}}{R_E}$$

ولتماثل هذه الدائرة، فإن:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2} = \frac{-0.7 - V_{EE}}{2R_E}$$

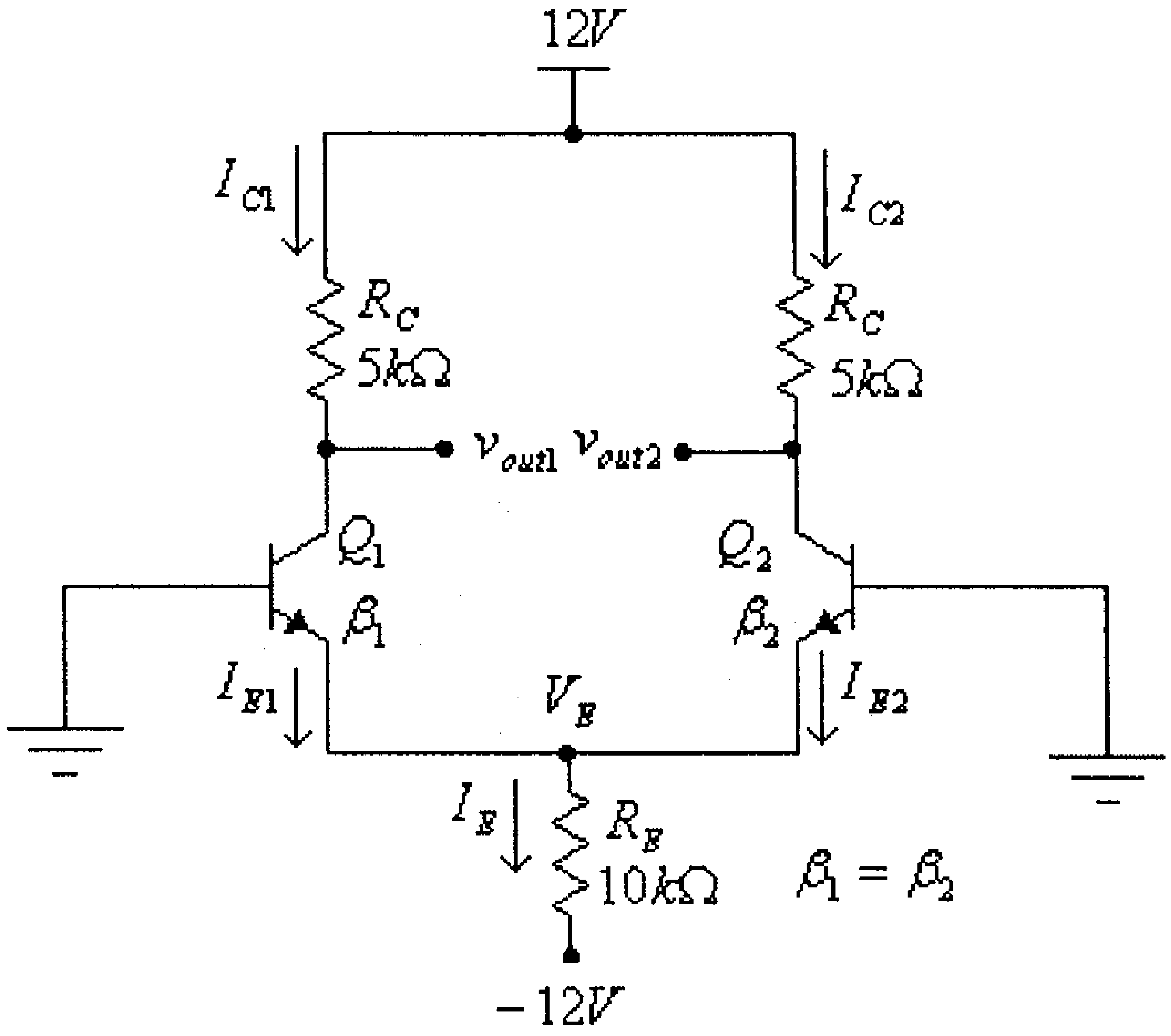
وكذلك:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx \frac{-0.7 - V_{EE}}{2R_E}$$

و:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_C.R_C$$

مثال (6): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من I_E، I_{E1}، I_{E2}، I_{C1}، I_{C2}، V_{C1} و V_{C2}.



شكل (26)

الحل:

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

ومنها:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 0 - 0.7 = -0.7V$$

وكذلك:

$$I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E} = \frac{-0.7 - V_{EE}}{R_E} = \frac{-0.7 - (-12)}{10k\Omega} = 1.13mA$$

ولتماثل هذه الدائرة فإن:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2} = 0.565mA$$

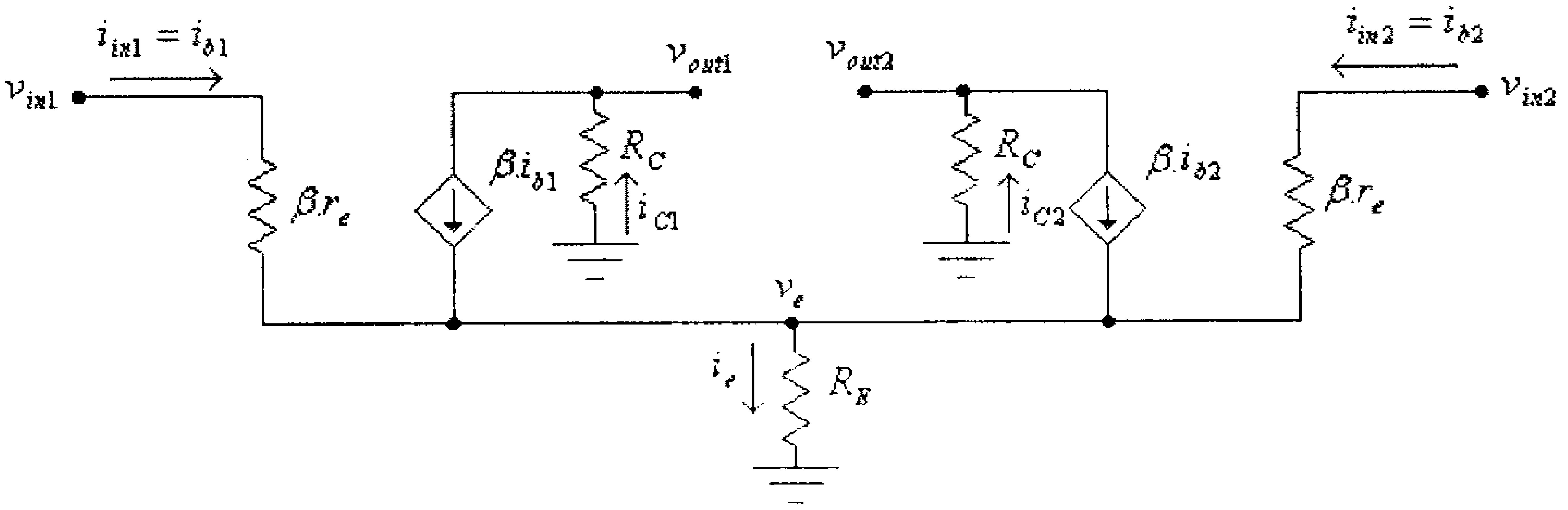
وكذلك:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx 0.565mA$$

و:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_C.R_C = 12 - (0.565x10^{-3}).(5x10^3) = 9.175V$$

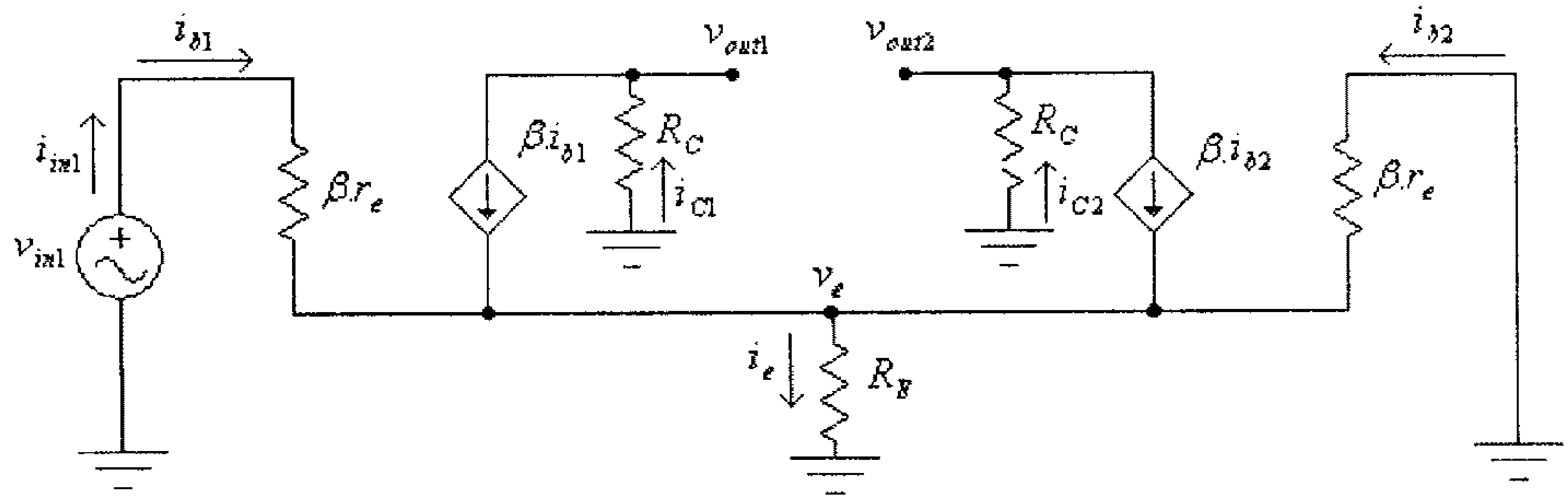
أمّا الدائرة المكافئة للتيار المتردد لدائرة مضخم الفرق المبينة في شـكل (18) السابق فهي كما في الشكل التالي.



شكل (27)

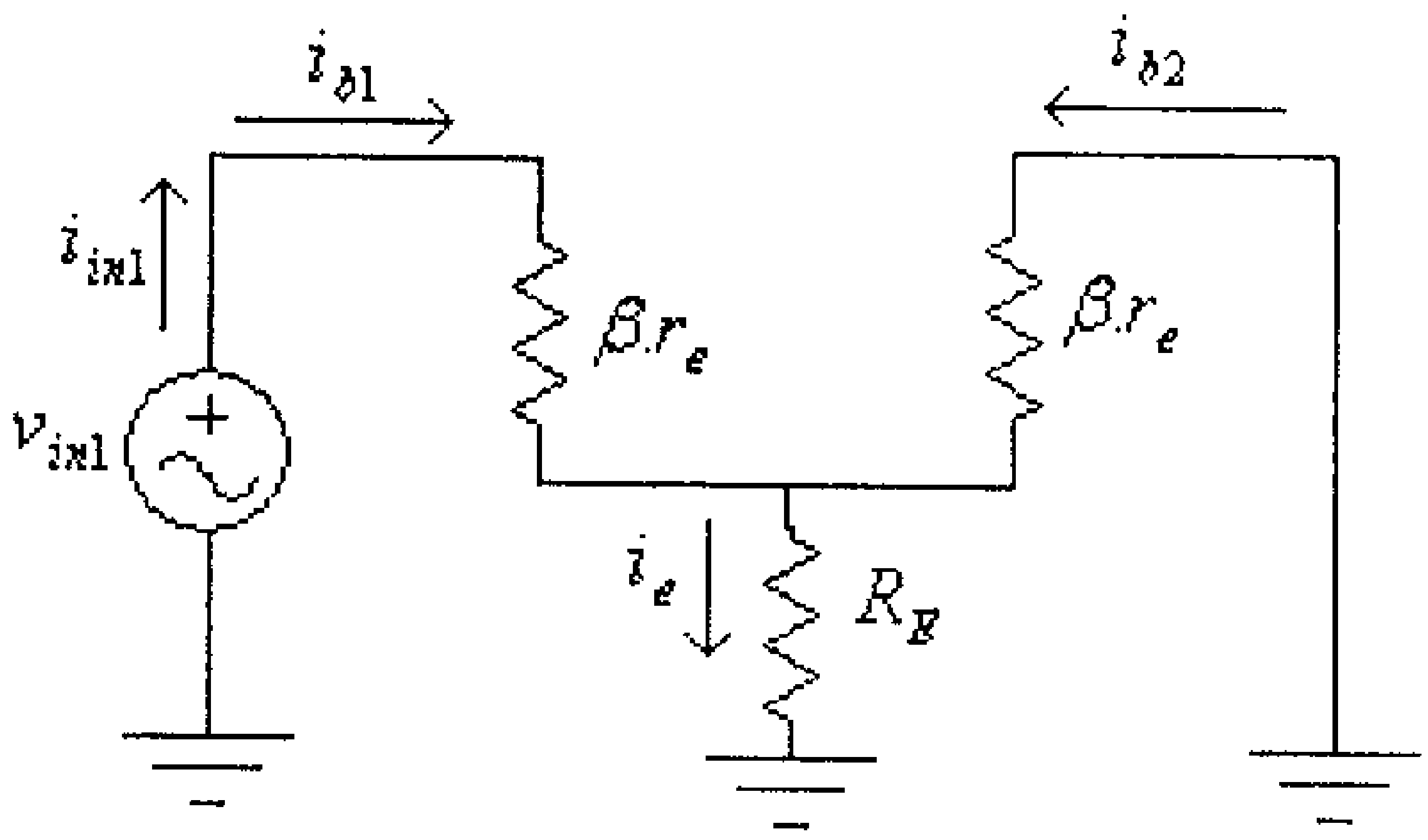
وهذه الدائرة تعطينا إمكانية دراسة عمل هذا المضخم عند حالات العمل المختلفة والمذكورة سابقاً.

ففي حالة تغذية الإشارة المدخلية الـى أحـد المـدخلين ، v_{in1} مـثلاً، (single-ended operation)، تصبح الدائرة المكافئة للتيار المتردد كما فـي الشكل التالي.



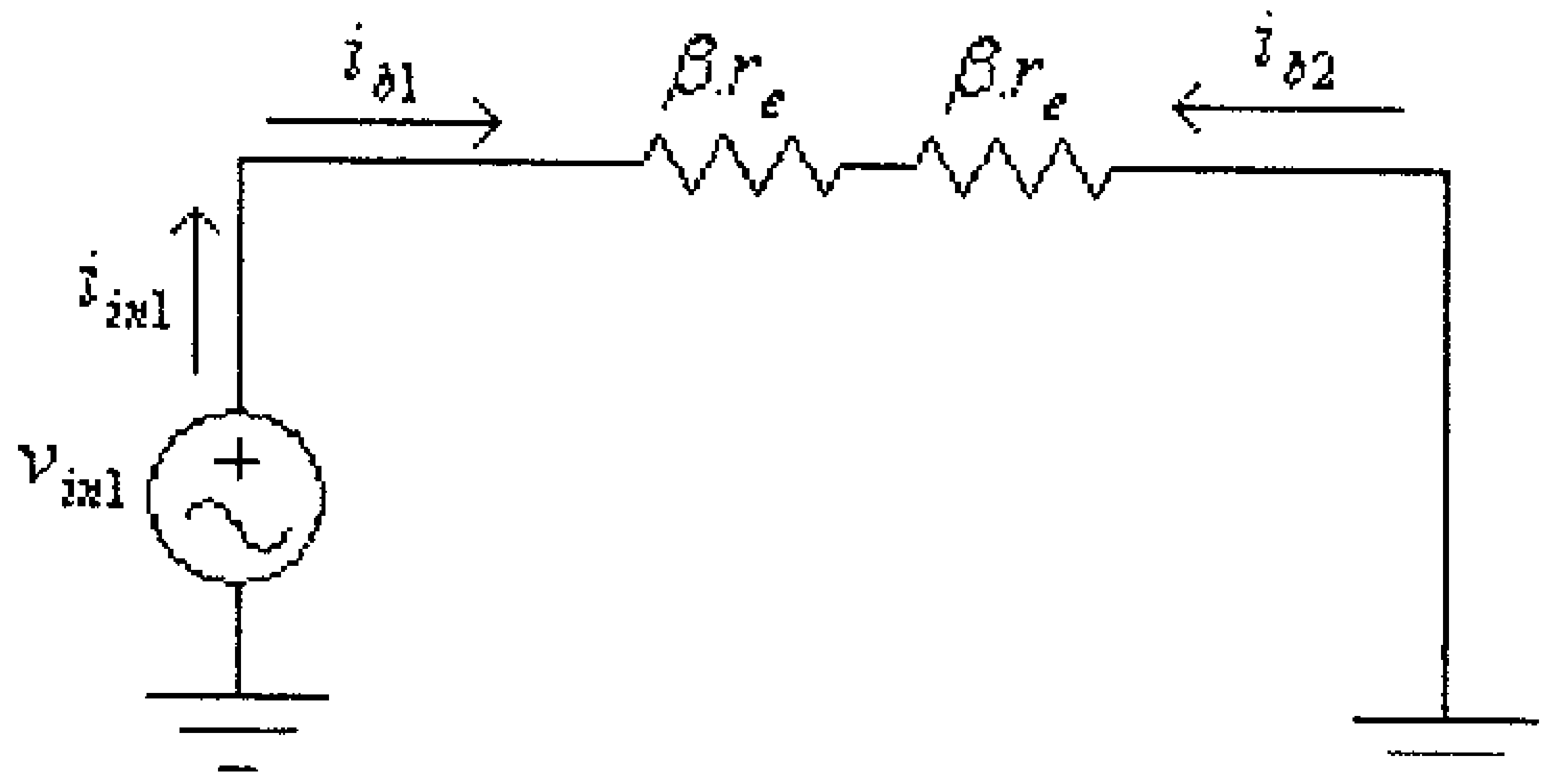
شكل (28)

لاحظ أن الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (29)

ولمّا كانت قيمة المقاومة R_E عادةً ما تكون أكبر كثيراً من قيمة المقاومة $\beta.r_e$، لذا يمكن إعتبار الدائرة المكافئة لمدخل مضخم الفرق كما في الشكل التالي.



شكل (30)

من هذه الدائرة، نستنتج أن:

$$i_{b1} = i_{in1} = \frac{v_{in1}}{2\beta.r_e}$$

و:

$$i_{b2} = -i_{in1} = -\frac{v_{in1}}{2\beta.r_e}$$

وبالتالي فإن:

$$i_{C1} = \beta.i_{b1} = \frac{v_{in1}}{2.r_e}$$

و:

$$i_{C2} = \beta.i_{b2} = -\frac{v_{in1}}{2.r_e}$$

أي أن:

$$v_{out1} = -i_{C1}.R_C = -\frac{v_{in1}.R_C}{2.r_e}$$

و:

$$v_{out2} = -i_{C2}.R_C = \frac{v_{in1}.R_C}{2.r_e}$$

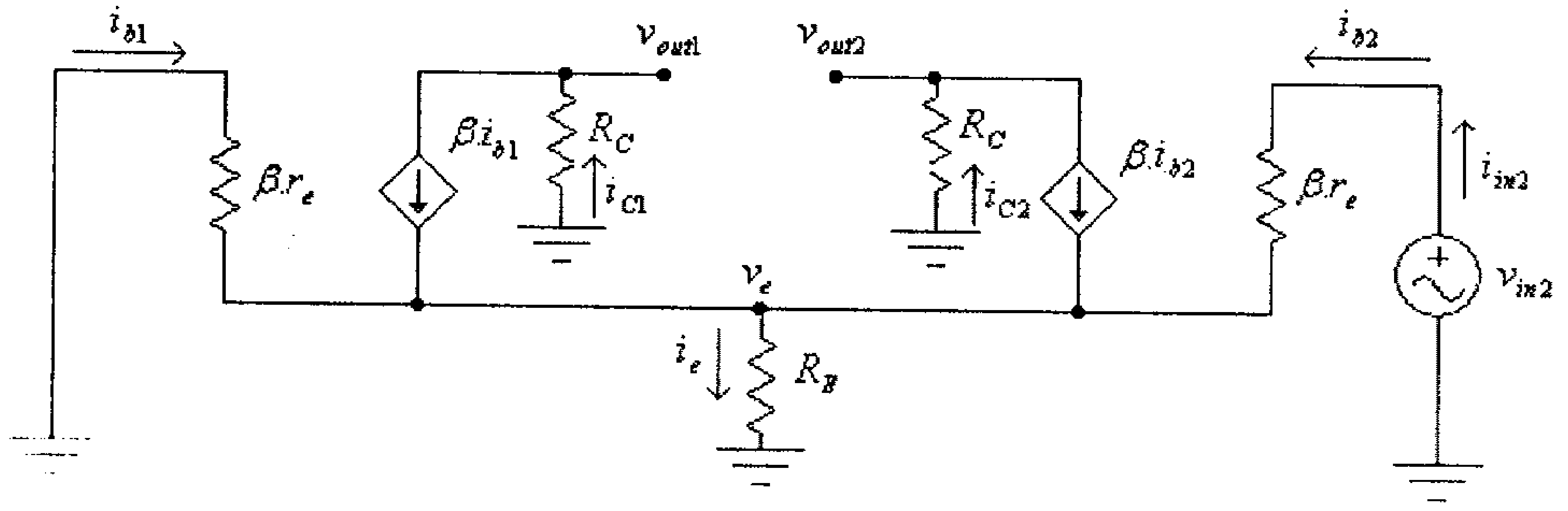
أي أن معامل تضخيم الفولطية (بين المدخل v_{in1} والمخرج v_{out1}) هو:

$$A_{V1,1} = \frac{v_{out1}}{v_{in1}} = -\frac{R_C}{2.r_e}$$

أما معامل تضخيم الفولطية (بين المدخل v_{in1} والمخرج v_{out2}) فهو:

$$A_{V1,2} = \frac{v_{out2}}{v_{in1}} = \frac{R_C}{2.r_e}$$

وفي حالة تغذية الإشارة المدخلية الى المدخل، v_{in2}، فإن الدائرة المكافئة تصبح كما يلي:



شكل (31)

من هذه الدائرة، وكما في الحالة السابقة، تستطيع أن تستنتج أن معامل تضخيم الفولطية (بين المدخل v_{in2} والمخرج v_{out2}) هو:

$$A_{V2,2}=\frac{v_{out2}}{v_{in2}}=-\frac{R_C}{2.r_e}$$

أما معامل تضخيم الفولطية (بين المدخل v_{in2} والمخرج v_{out1}) فهو:

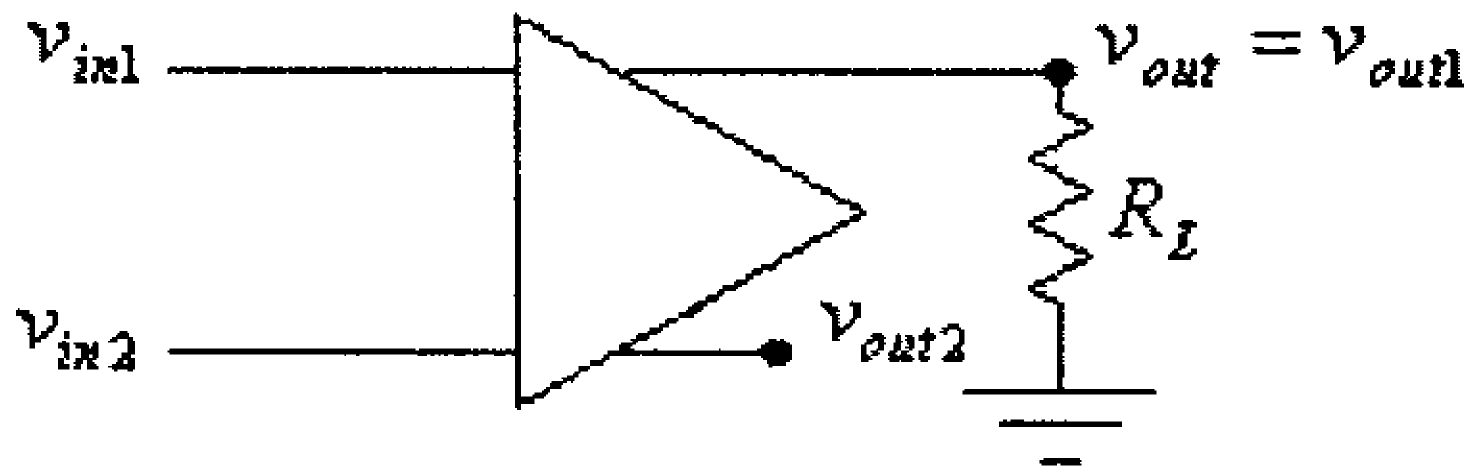
$$A_{V2,1}=\frac{v_{out1}}{v_{in2}}=\frac{R_C}{2.r_e}$$

مما سبق نستنتج مايلي:

- الإشارة السالبة لمعامل التضخيم $A_{V1,1}$ يعني وجود فرق بالطور مقداره 180^0 بين الإشارتين v_{in1} و v_{out1}.
- الإشارة الموجبة لمعامل التضخيم $A_{V1,2}$ يعني عدم وجود فرق بالطور بين الإشارتين v_{in1} و v_{out2}.
- الإشارة السالبة لمعامل التضخيم $A_{V2,2}$ يعني وجود فرق بالطور مقداره 180^0 بين الإشارتين v_{in2} و v_{out2}.
- الإشارة الموجبة لمعامل التضخيم $A_{V2,1}$ يعني عدم وجود فرق بالطور بين الإشارتين v_{in2} و v_{out1}.
- جميع معاملات التضخيم المذكورة سابقاً، ($A_{V1,1}$ ، $A_{V1,2}$ ، A_{V21} و $A_{V2,2}$) لها نفس القيمة المطلقة A_V ، حيث:

$$A_V=\frac{v_{out}}{v_{in}}=\frac{R_C}{2.r_e}$$

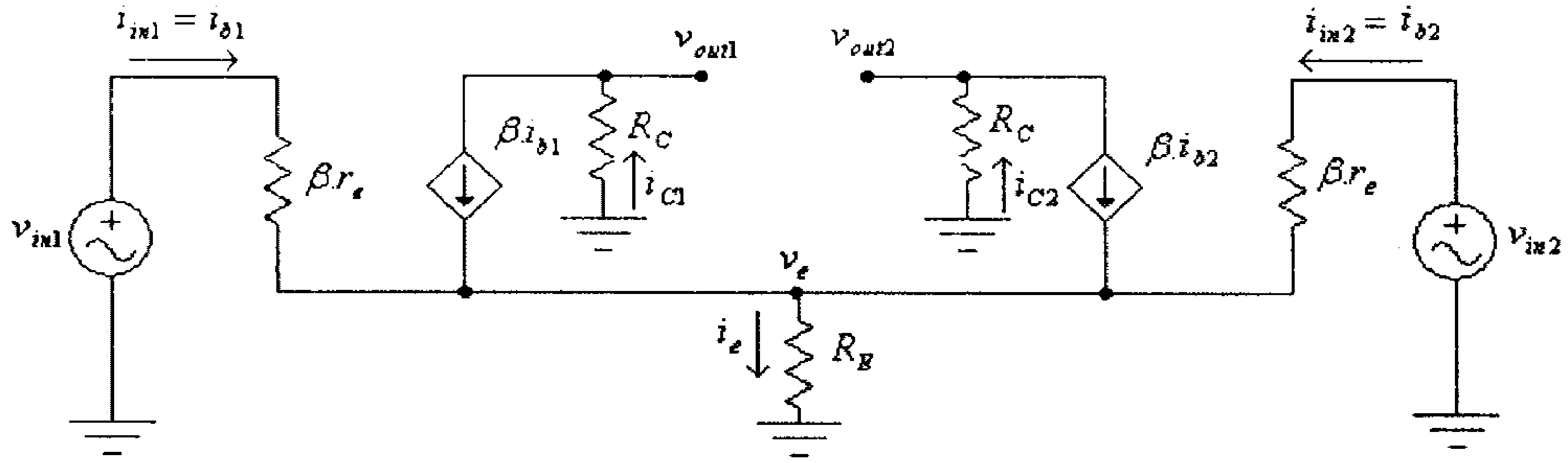
في الكثير من الحالات يتم توصيل الحمل بين أحد المخارج (v_{out1} مثلاً) ونقطة التأريض للدائرة، كما في الشكل التالي.



شكل (32)

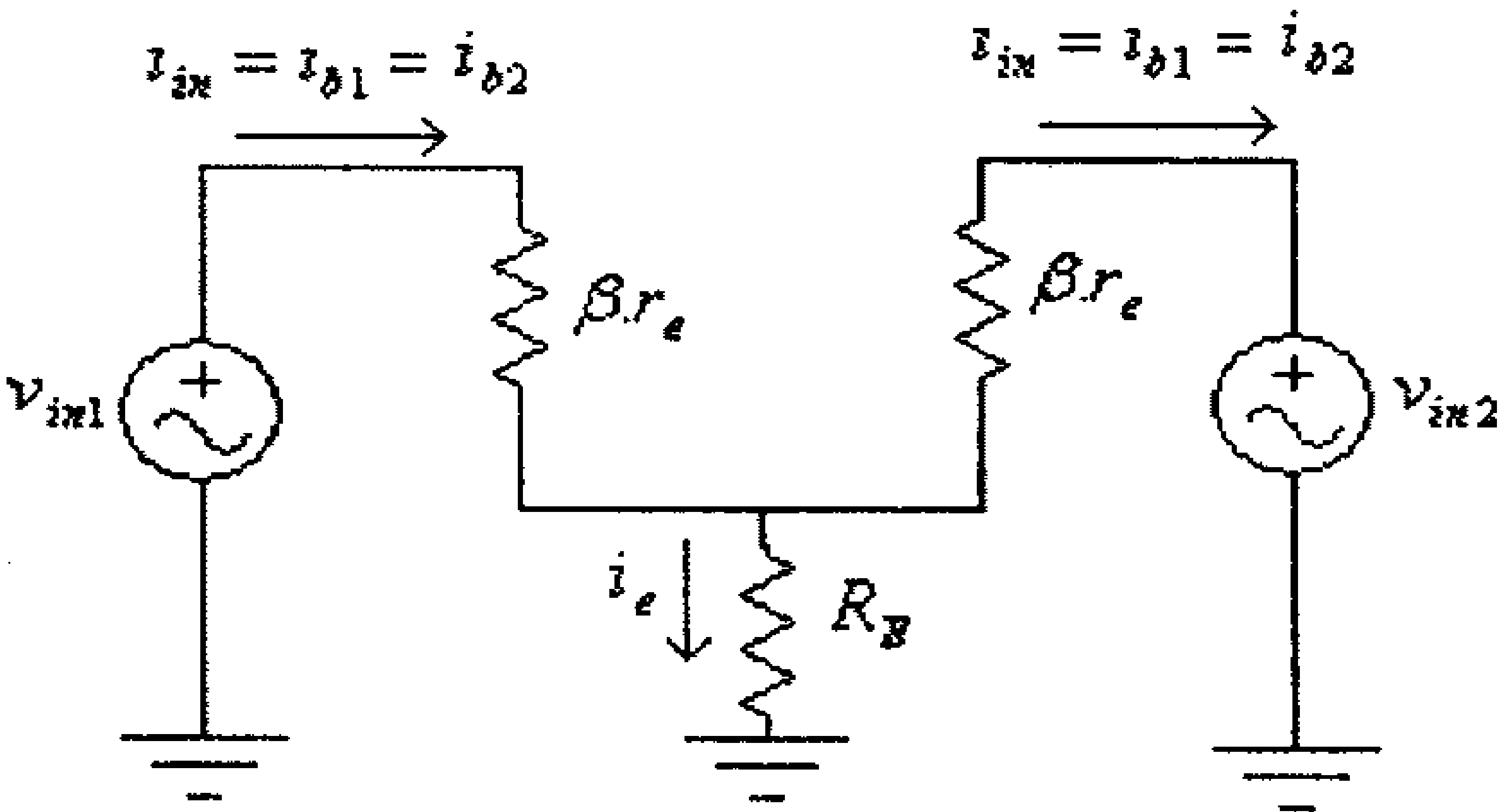
في هذه الحالة ولوجود فرق بالطور بين الإشارتين v_{in1} و v_{out} لذا يسمى المدخل v_{in1} مدخلاً عاكساً (inverting input). وكذلك ولعدم وجود فرق بالطور بين الإشارتين v_{in2} و v_{out} يسمى المدخل v_{in2} مـــدخلاً غيـــر عاكس (non-inverting input).

وفي حالة تغذية إشارتين مـــدخليتين الـــى المـــدخلين (v_{in1} و v_{in2})، (double-ended operation) تصبح الدائرة المكافئة للتيار المتردد كما فـــي الشكل التالي.



شكل (33)

والدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (34)

وكما في الحالة السابقة، وحيث أن قيمة المقاومة R_E عادةً ما تكون أكبر كثيراً من قيمة المقاومة $\beta.r_e$ فيمكن في هذه الحالة إعتبار أن:

$$i_{in} = i_{b1} = i_{b2} = \frac{v_{in1} - v_{in2}}{2\beta.r_e} = \frac{v_d}{2\beta.r_e}$$

حيث:

$$v_d = v_{in1} - v_{in2}$$

وبالتالي فإن:

$$i_C = i_{C1} = i_{C2} = \beta.i_{in} = \frac{v_d}{2.r_e}$$

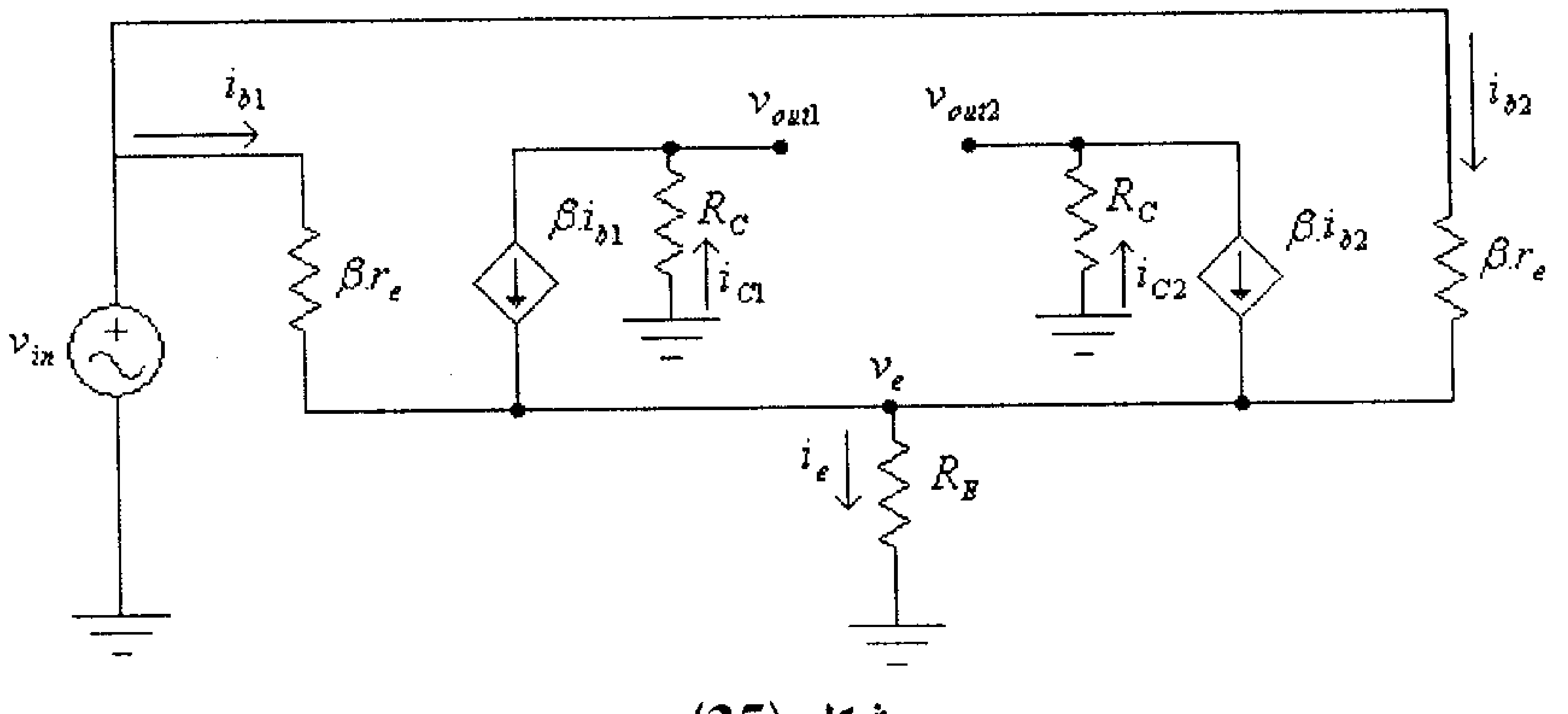
ومنها:

$$v_{out1} = v_{out2} = -i_C.R_C = -\frac{v_d.R_C}{2.r_e}$$

أي أن معامل تضخيم الفولطية في هذه الحالة هو أيضاً:

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_d} = -\frac{R_C}{2.r_e}$$

وفي حالة تغذية المدخلين معاً بإشارة واحدة، (common-mode operation) تصبح الدائرة المكافئة للتيار المتردد كما في الشكل التالي.



شكل (35)

من هذه الدائرة نستنتج أن:

$$i_e = \beta.i_{b1} + \beta.i_{b2} + i_{b1} + i_{b2} = (\beta+1).i_{b1} + (\beta+1).i_{b2}$$

ولكن:

$$i_{b1} = i_{b2} = i_b$$

أي أن:

$$i_e = (\beta+1).i_b + (\beta+1).i_b = 2(\beta+1).i_b \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \ (1)$$

وكذلك من الدائرة السابقة:

$$v_{in} = i_b.\beta.r_e + i_e.R_E \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \ (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد أن:

$$v_{in} = i_b.\beta.r_e + 2(\beta+1).i_b.R_E$$

ومنها:

$$i_b = \frac{v_{in}}{\beta.r_e + 2(\beta+1).R_E}$$

أي أن:

$$i_C = \beta.i_b = \frac{\beta.v_{in}}{\beta.r_e + 2(\beta+1).R_E}$$

وبالتالي فإن:

$$v_{out} = -i_C.R_C = -\frac{\beta.v_{in}.R_C}{\beta.r_e + 2(\beta+1).R_E}$$

أي أن:

$$A_C = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{\beta.R_C}{\beta.r_e + 2(\beta+1).R_E}$$

وحيث أن $\beta >> 1$، فإن:

$$A_C \quad \frac{R_C}{r_e + 2R_E}$$

مما سبق فإننا نستطيع أن نُلخص معاملات التضخيم في الحالات المختلفة لعمل مضخم الفرق، كما يلي:

- في حالة تغذية الإشارة المدخلية الى أحد المدخلين ، v_{in1} مثلاً، (single-ended operation)، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in1}} = -\frac{R_C}{2.r_e}$$

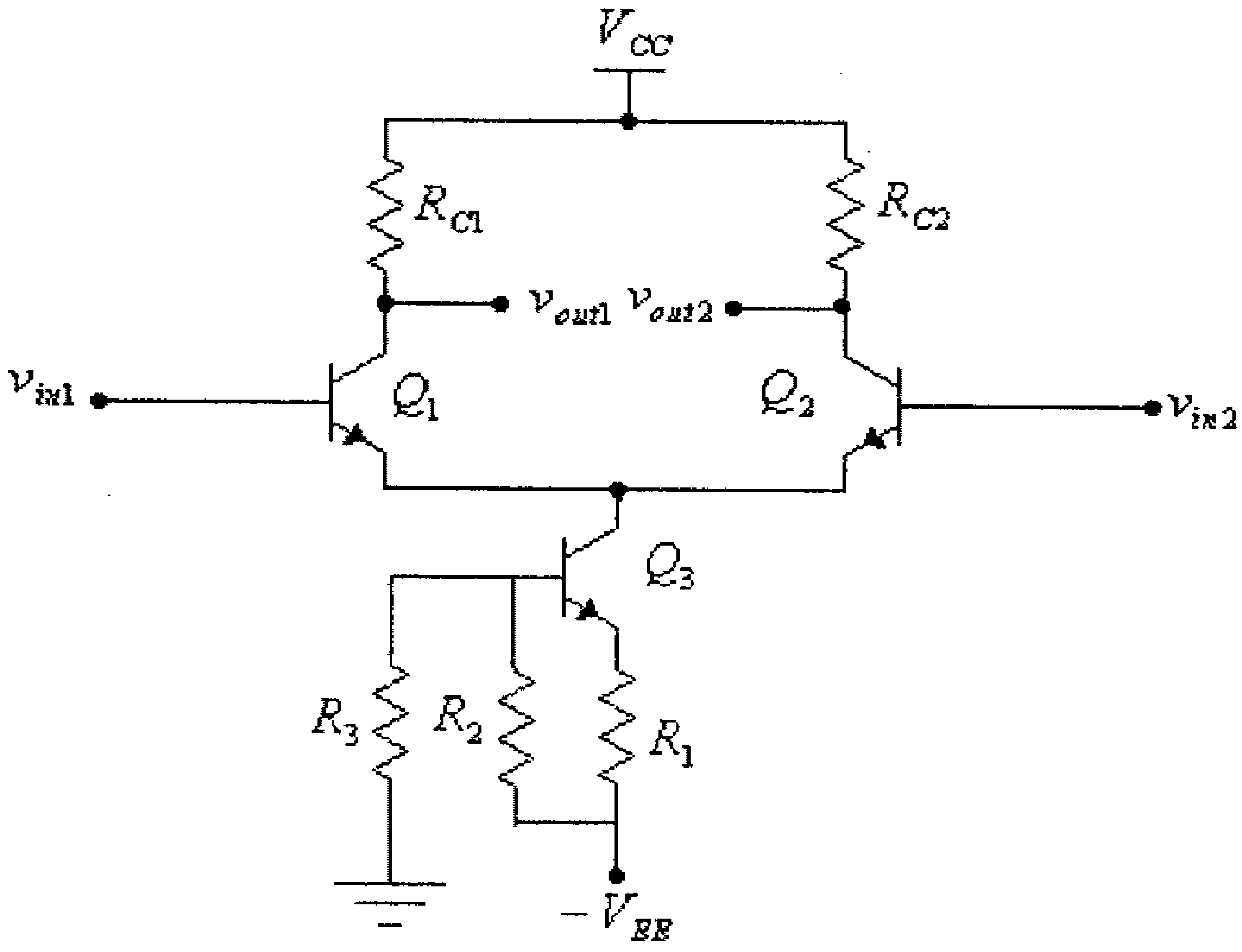
- في حالة تغذية إشارتين مدخليتين الى المدخلين (v_{in1} و v_{in2})، (double-ended operation)، فإن:

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_d} = -\frac{R_C}{2.r_e}$$

- وفي حالة تغذية المدخلين معاً بإشارة واحدة، (common-mode operation)، فإن:

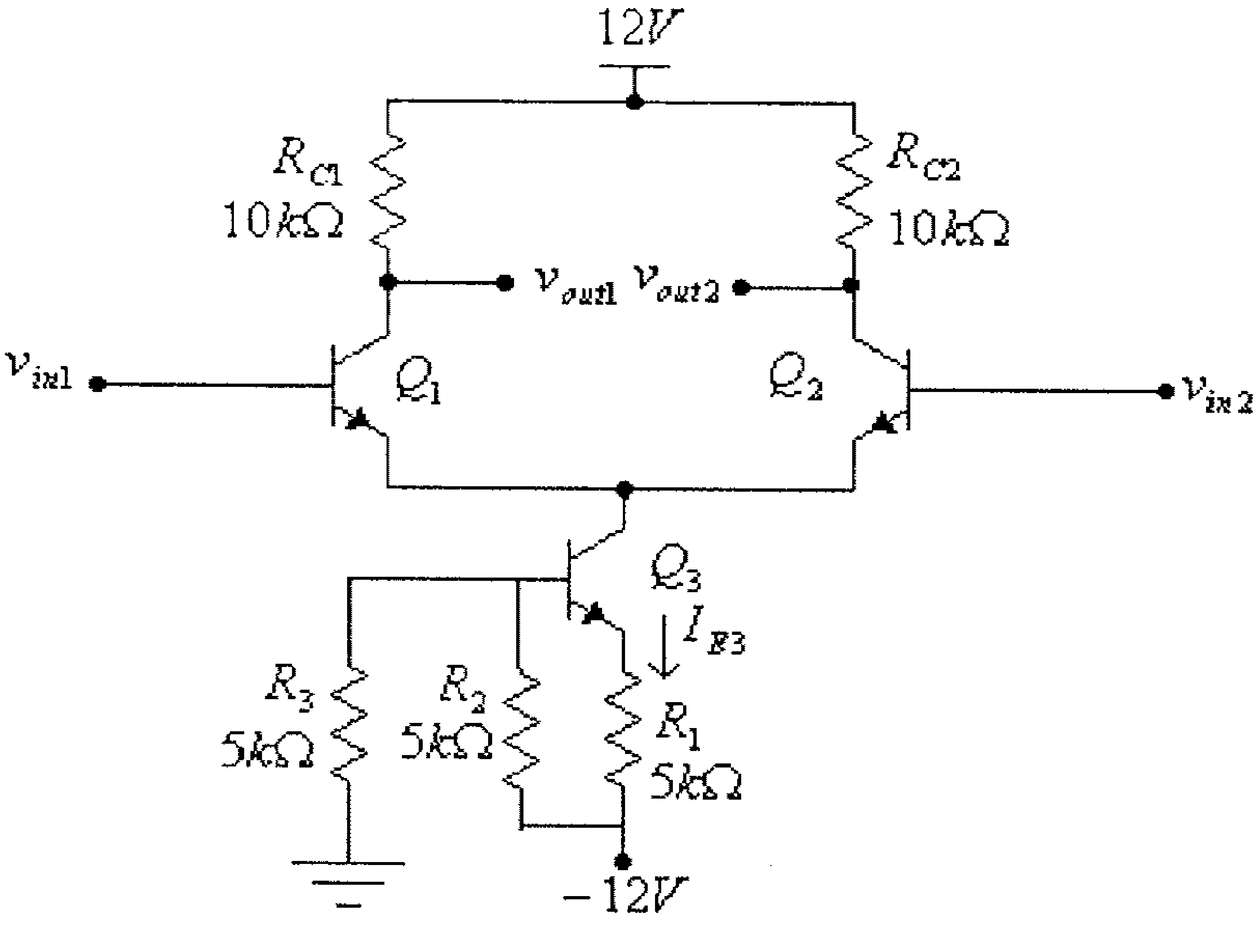
$$A_C = -\frac{R_C}{r_e + 2R_E}$$

وحيث أن معامل التضخيم في حالة تغذية المدخلين معاً بإشارة واحدة، A_C ، يجب أن يكون قليلاً، وذلك لأن هذا المضخم مصمم أصلاً لتضخيم الفرق بين الإشارتين المدخليتين، فإننا نستنتج أن قيمة المقاومة R_E يجب أن تكون كبيرةً. لذا وفي الكثير من الدوائر العملية يتم إستبدال المقاومة R_E بإحدى دوائر مصدر التيار التي سبق شرحها، كما في الشكل التالي.



شكل (36)

مثال (7): للدائرة التالية أوجد قيمة كل من معاملات التضخيم A_V ، A_d و A_C



شكل (37)

الحل:

في هذه الدائرة ، فإن جهد القاعدة للترانزيستور Q_3 هو:

$$V_{B3}=\frac{V_{EE}.R_3}{R_2+R_3}=\frac{(-12V).(5k\Omega)}{5k\Omega+5k\Omega}=-6V$$

جهد الباعث للترانزيستور Q_3 هو:

$$V_{E3}=V_{B3}-V_{BE}=-6-0.7=-6.7V$$

تياري المجمع والباعث للترانزيستور Q_3 هما:

$$I_{C3}=I_{E3}=\frac{V_{E3}-V_{EE}}{R_1}=\frac{-6.7-(-12)}{5k\Omega}=1.06mA$$

تيار الباعث لكل من الترانزيستورين Q_1 و Q_2 هو:

$$I_{E1}=I_{E2}=\frac{I_{C3}}{2}=\frac{1.06mA}{2}=0.53mA$$

أي أن:

$$r_{e1}=r_2=\frac{26mV}{0.53mA}=49\Omega$$

وبالتالي فإن:

$$A_V=-\frac{R_C}{2.r_e}=-\frac{10000}{2(49)r_e}=-102$$

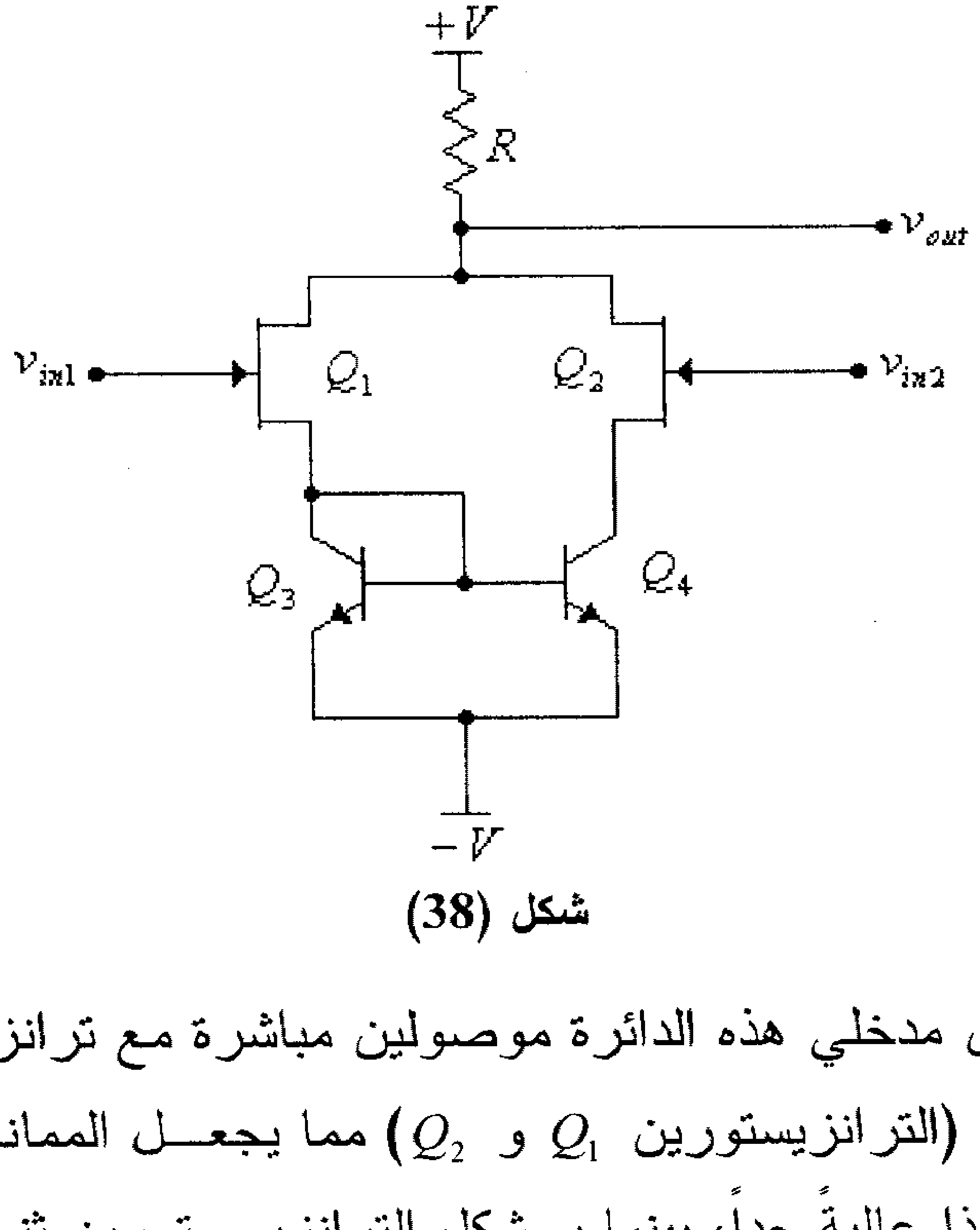
$$A_d=-\frac{R_C}{2.r_e}=-\frac{10000}{2(49)r_e}=-102$$

$$A_C=-\frac{R_C}{r_e+2R_E}$$

ولكون المقاومة R_E قد تم إستبدالها بمصدر تيار مكون من الترانزيستور Q_3 والمقاومات R_1، R_2 و R_3 فإن قيمة معامل التضخيم A_C قليلة جداً، ومن الناحية العملية يمكن حساب قيمة معامل التضخيم A_C بعد إستبدال قيمة المقاومة R_E بالمقاومة المخرجية للترانزيستور، r_O.

ومما يجب ذكره أنه، وفي الكثير من التطبيقات العملية، يتم بناء دوائر مضخمات الفرق ليس باستخدام الترانزيستورات ثنائية القطبية فقط، كما في الدوائر السابقة، ولكن يمكن بناء هذه الدوائر باستخدام الترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال معاً، أو حتى باستخدام ترانزيستورات تأثير المجال لوحدها.

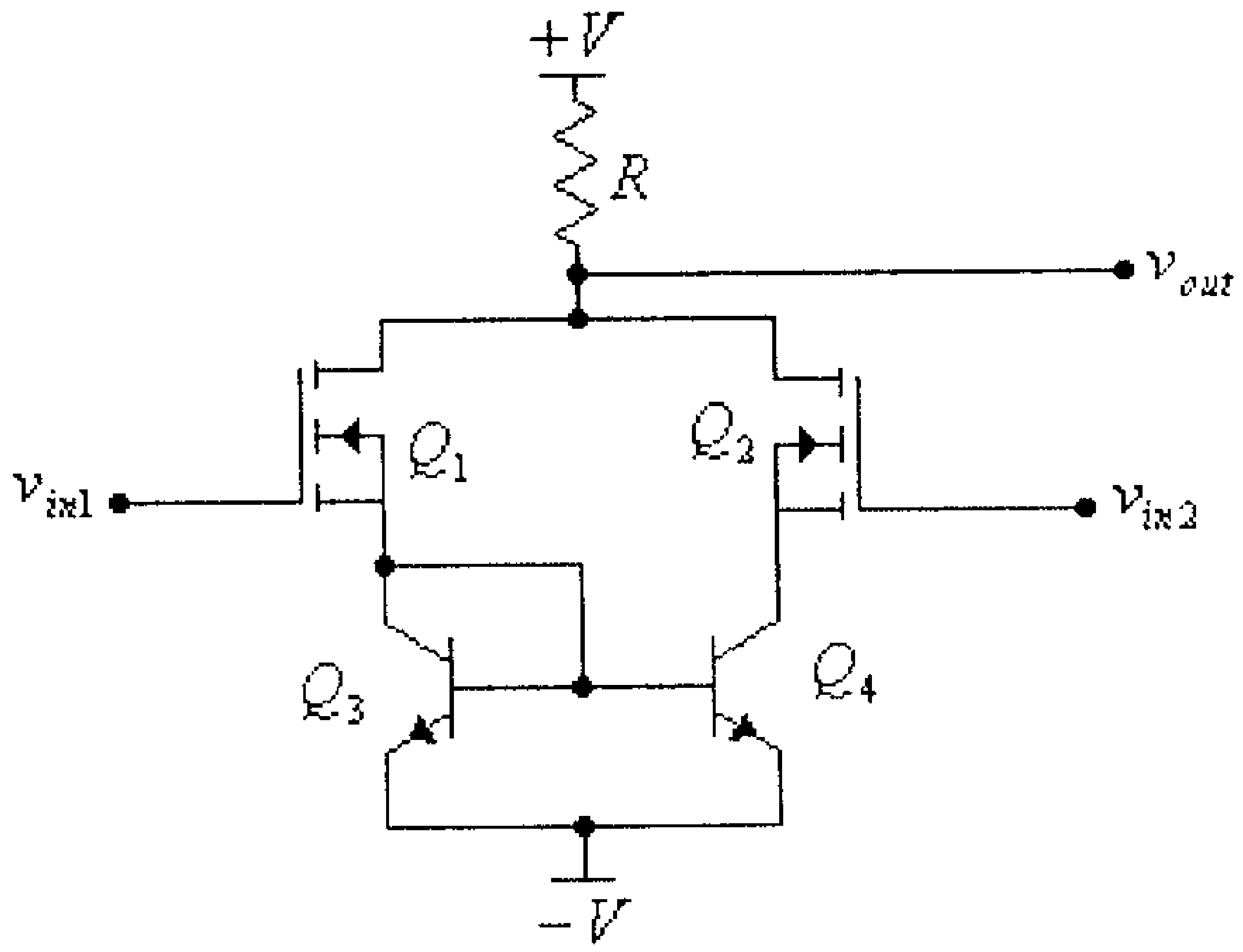
الشكل (38) يبين دائرة مضخم فرق باستخدام ترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (JFET) وترانزيستورات ثنائية القطبية.



شكل (38)

لاحظ أن مدخلي هذه الدائرة موصولين مباشرة مع ترانزيستورين من النوع JFET (الترانزيستورين Q_1 و Q_2) مما يجعل الممانعة المدخلية لمضخم الفرق هذا عاليةً جداً، بينما يشكل الترانزيستورين ثنائيي القطبية (الترانزيستورين Q_3 و Q_4) دائرة مرآة تيار (current mirror)، لتأمين تياري إنحياز متساويين لترانزيستوري الـ JFET. وكثيراً ما يشار الى هذا النوع من الدوائر بـ BiFET والذي هو إختصاراً لـ (Bipolar – FET).

ولزيادة الممانعة المدخلية لمضخم الفرق، يمكن إستبدال ترانزيستوري الـ JFET من الدائرة السابقة بترانزيستورين من النوع MOSFET وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (39)

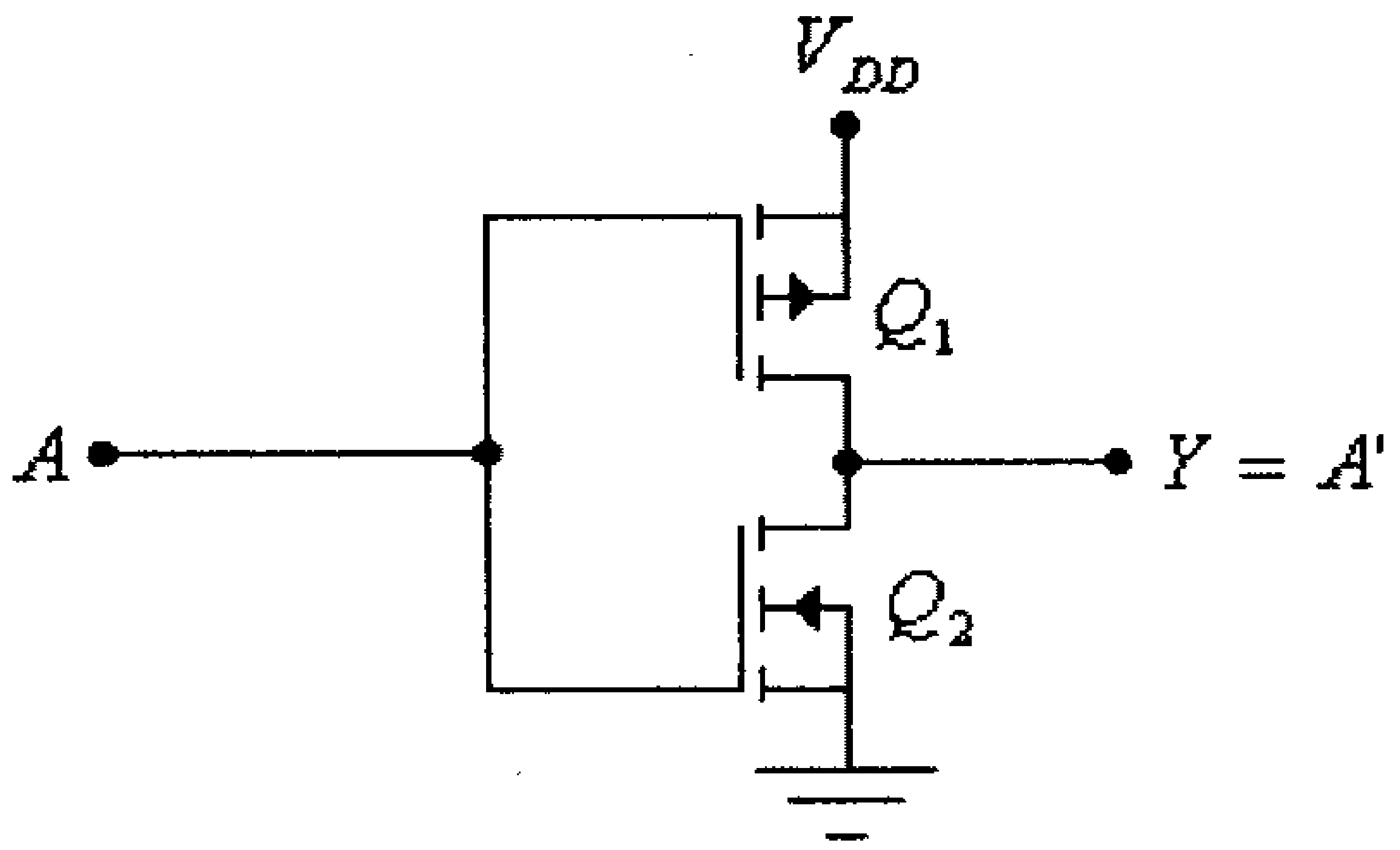
وكثيراً ما يشار الى نوع مثل هذه الدائرة بـ BiMOS والذي هو إختصاراً لـ (Bipolar – MOSFET).

6.7 دوائر الـ CMOS

تستخدم هذه الدوائر كثيراً في بناء الدارات المتكاملة للدوائر المنطقية (logic circuit ICs). وما يميز الدارات المبنية باستخدام دوائر الـ CMOS هو إستهلاكها القليل للطاقة الكهربائية وصغر حجمها مما جعل معظم الدارات المتكاملة المعقدة تُبنى باستخدام دوائر الـ CMOS.

وتبنى دوائر الـ CMOS باستخدام ترانزيستورات تأثير المجال معدن–أكسيد–شبه موصل (metal-oxide-semiconductor field effect transistors) من النوع التعزيزي (enhancement type)، ويُستخدم فيها ترانزيستورات من النوعين بقناة موجبة (positive channel) وبقناة سالبة (negative channel).

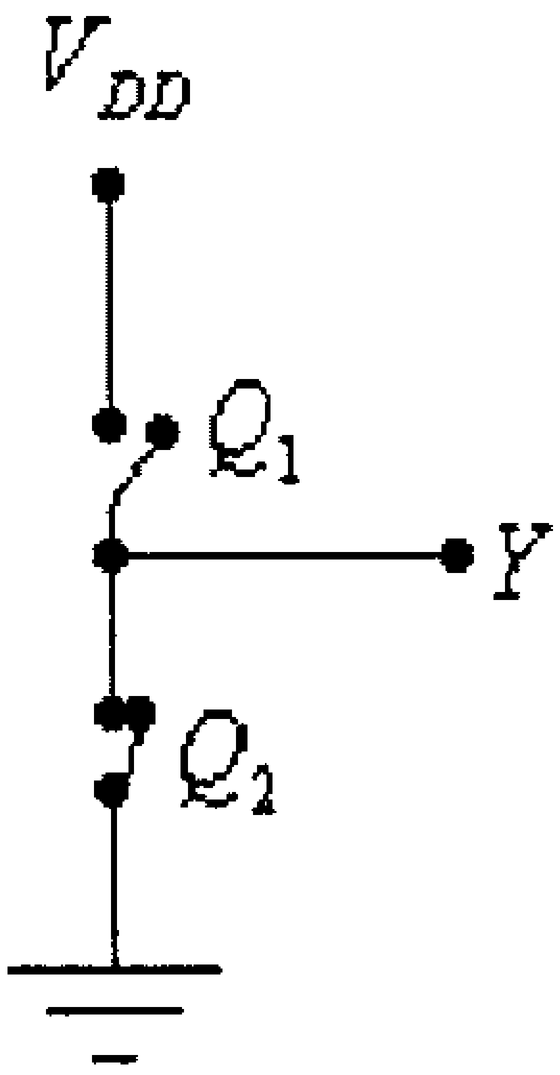
الشكل التالي يبين دائرة عاكس (inverter)، بإستخدم ترانزيــستورات الــ CMOS.



شكل (40)

لاحظ في هذه الدائرة أن الترانزيستور Q_1 بقنــاة موجبــة (positive channel) بينما الترانزيستور Q_2 بقناة سالبة (negative channel).

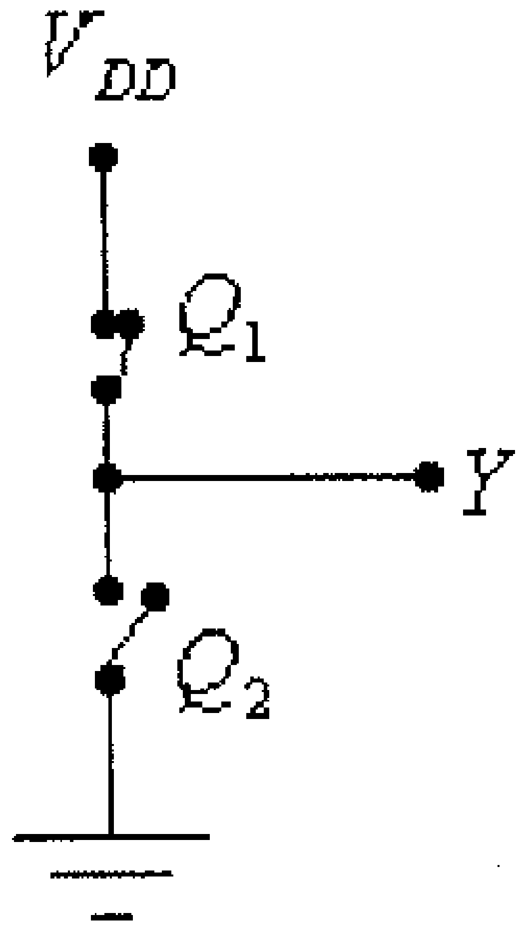
في هذه الدائرة فإن الترانزيــستورين Q_1 و Q_2 يعمــلان كمفتــاحين الكترونيين، ومبدأ عمل هذه الدائرة هو كما يلي: عندما تكون فولطية المــدخل عالية القيمة (القيمة المنطقية 1) فإن الترانزيستور Q_2 يكون بوضع (On) لأن جهد البوابة له أعلى من جهد المصدر، بينما يكون الترانزيــستور Q_1 بوضــع (Off) لأن جهد البوابة له مساوياً لجهد المصدر، أي أن الدائرة المكافئة لهــذه الدائرة في هذه الحالة هي كما في الشكل التالي.



شكل (41)

وبالتالي فإن فولطية المخرج تساوي صفراً (القيمة المنطقية 0).

وعندما تكون فولطية المدخل صفراً (القيمة المنطقية 0) فإن الترانزيستور Q_2 يكون بوضع (Off) لأن جهد البوابة له مساوياً لجهد المصدر، بينما يكون الترانزيستور Q_1 بوضع (On) لأن جهد البوابة له أقل من جهد المصدر، أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة في هذه الحالة هي كما في الشكل التالي.



شكل (42)

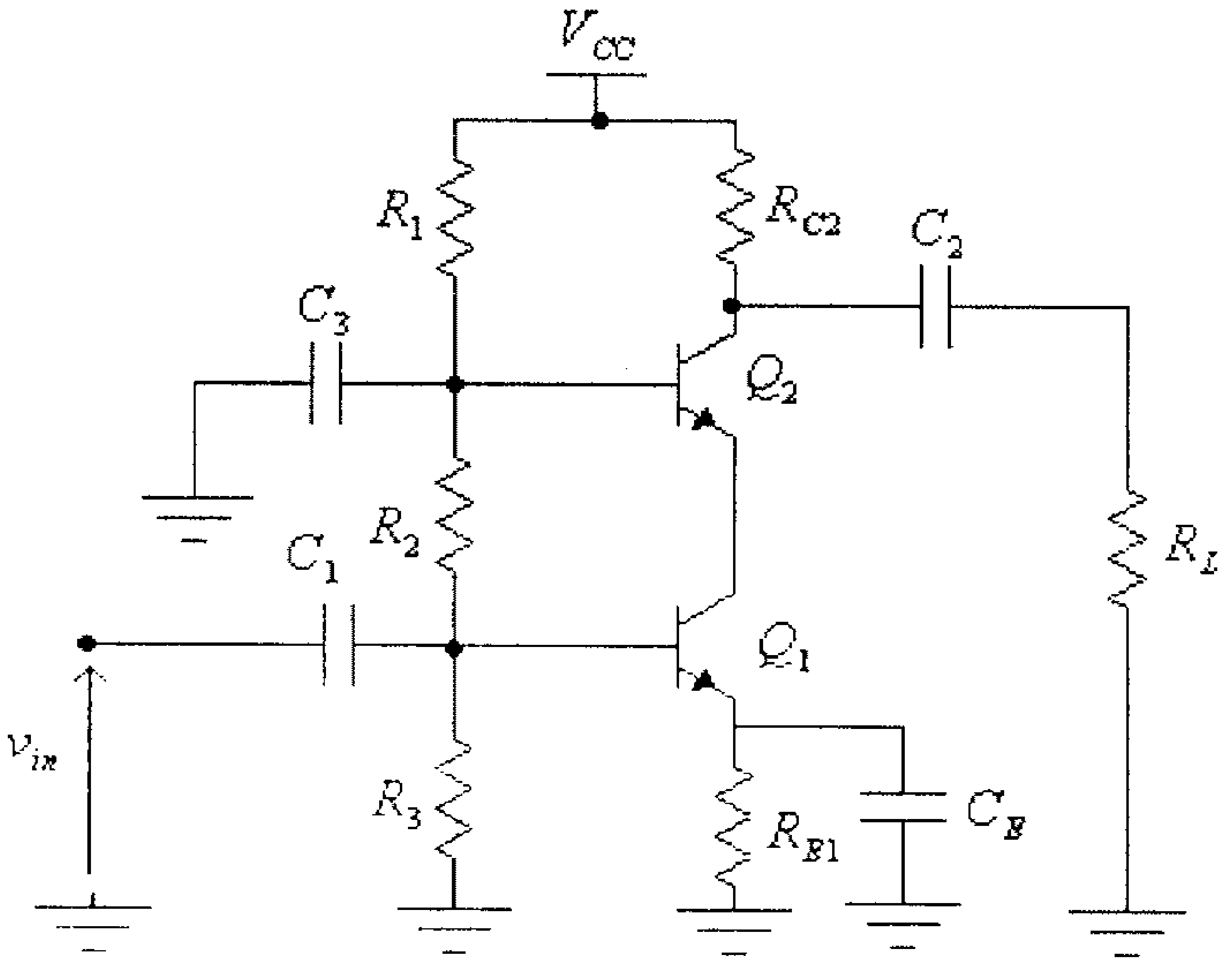
وبالتالي فإن فولطية المخرج تساوي فولطية مصدر التغذية V_{DD} (القيمة المنطقية 1).

ويمكن تلخيص مبدأ عمل هذه الدائرة بجدول الحقيقة (truth table) التالي.

فولطية المدخل	وضع Q_1	وضع Q_2	فولطية المخرج
مرتفعة (1)	Off	On	منخفضة (0)
منخفضة (0)	On	Off	مرتفعة (1)

6.8 توصيلة الـ Cascode

في هذه التوصيلة فإن أحد الترانزيستورات يكون حملاً للترانزيـــستور الآخر، كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (43)

ففي هذا الشكل تلاحظ أن الترانزيستور (Q_2) والموصول بدائرة القاعدة المشتركة يشكل حملاً للترانزيستور (Q_1) الموصول بدائرة الباعث المشترك.

وكما عرفت سابقاً فإن معامل التضخيم للمـــضخم الموصـــول بـــدائرة الباعث المشترك (الترانزيستور Q_1) هو:

$$A_V = -\frac{R_C}{r_e}$$

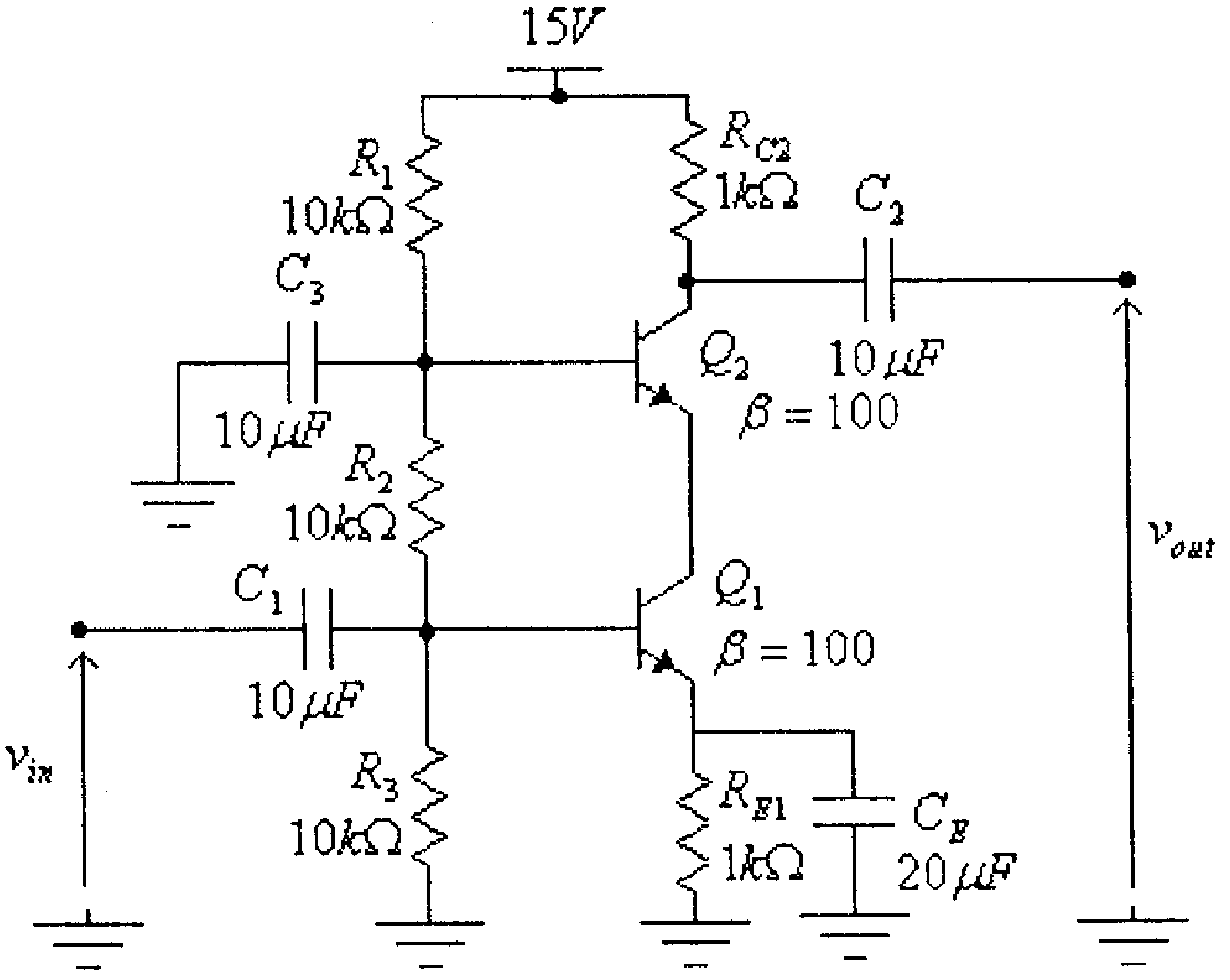
ولمّـــا كانـــت الوصـــلة بـــين القاعـــدة والباعـــث (B-E junction) للترانزيستور (Q_2) تمثل المقاومة R_C للترانزيستور Q_1، فإن معامل التضخيم للترانزيستور Q_1 سيكون:

$$A_V = -\frac{r_e}{r_e} = -1$$

أي أن هذا الترانزيستور لا يقدم أي تضخيم للإشارة المدخلية، ولكنه يؤمن ممانعة مدخلية عالية نسبياً للمضخم. ولكون الترانزيستور Q_2 موصول بدائرة القاعدة المشتركة فإن معامل التضخيم لهذا الترانزيستور يكون عالياً.

مما سبق شرحه نستنتج أن المضخم المكون من الترانزيستور Q_1 و المضخم المكون من الترانزيستور Q_2 موصولين على التسلسل، وهذا يؤدي أن يكون تأثير ظاهرة Miller قليلاً وبالتالي فإن قيمة المكثف المكافىء، الموجود على مدخل هذه الدائرة، صغيرة مما يجعل هذه الدائرة مناسبة للترددات المرتفعة.

مثال (8): أوجد معامل تضخيم الفولطية للدائرة التالية.



شكل (44)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{B1} = \frac{V_{CC}.R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{(15).(10k\Omega)}{10k\Omega + 10k\Omega + 10k\Omega} = 5V$$

$$V_{E1} = V_{B1} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

$$I_{E1} = I_{C1} = I_{E2} = I_{C2} = \frac{V_{E1}}{R_E} = \frac{4.3V}{1k\Omega} = 4.3mA$$

أي أن:

$$r_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

$$r_{e2} = \frac{26mV}{I_{E2}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

معامل التضخيم للترانزيستور Q_1 هو:

$$A_{V1} = -\frac{R_{C1}}{r_{e1}} = -\frac{r_{e2}}{r_{e1}} = -\frac{6.05}{6.05} = -1$$

معامل التضخيم للترانزيستور Q_2 هو:

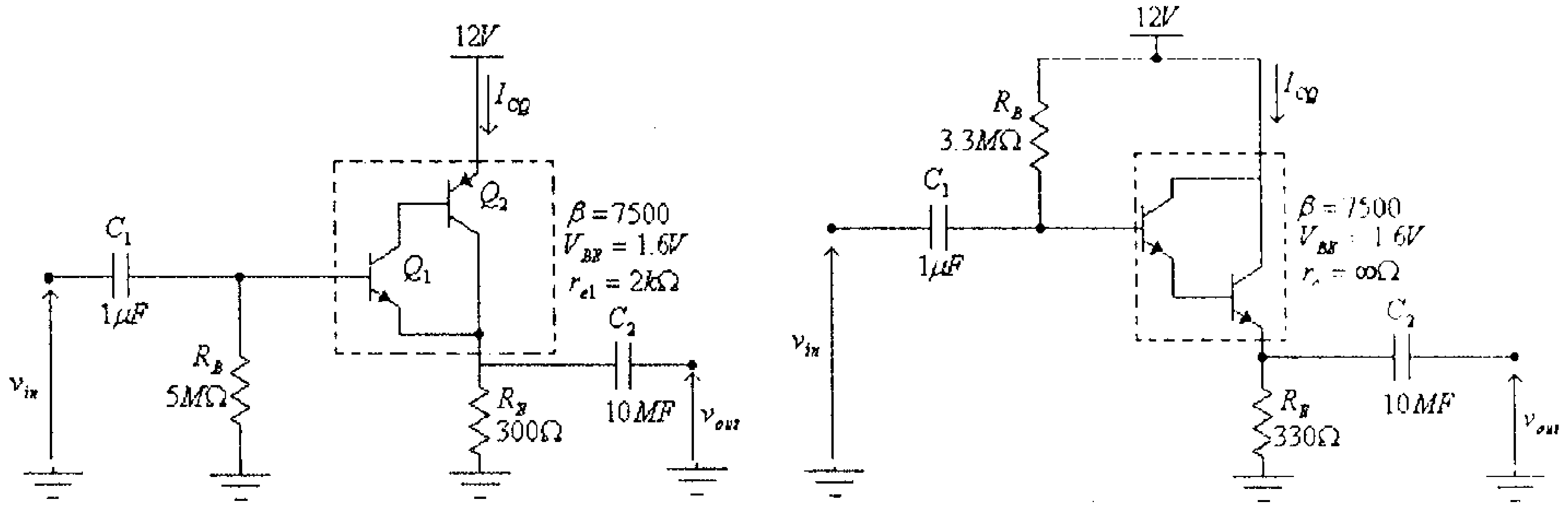
$$A_{V2} = \frac{R_{C2}}{r_{e2}} = \frac{1000}{6.05} = 165.23$$

وبالتالي، فإن:

$$A_V = A_{V1}.A_{V2} = (-1).(165.23) = -165.23$$

6.9 تمارين

1) لكل من الدائرتين التاليتين:



(ب) (أ)

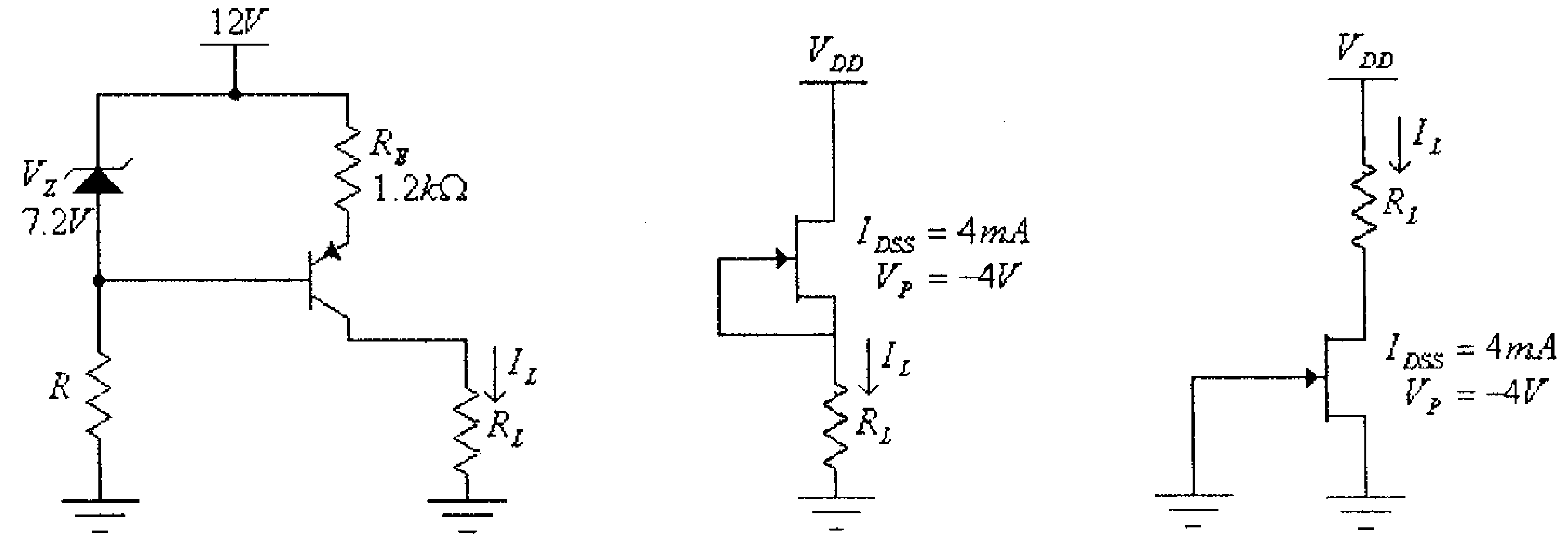
شكل (45)

أ) أوجد قيمة تيار الإنحياز I_{CQ} وفولطية الإنحياز V_{CEQ}.

ب) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد، وأوجد قيمة كل من Z_{in} ، Z_{out} و A_V

2) لكل من الدائرتين في السؤال السابق وللمعطيات الأخرى المعطاة، أوجد قيمة المقاومة R_E اللازمة لجعل فولطية الإنحياز، V_{CEQ}، تساوي $\frac{V_{CC}}{2}$.

3): أوجد مقدار تيار الحمل في كل من الدوائر التالية:

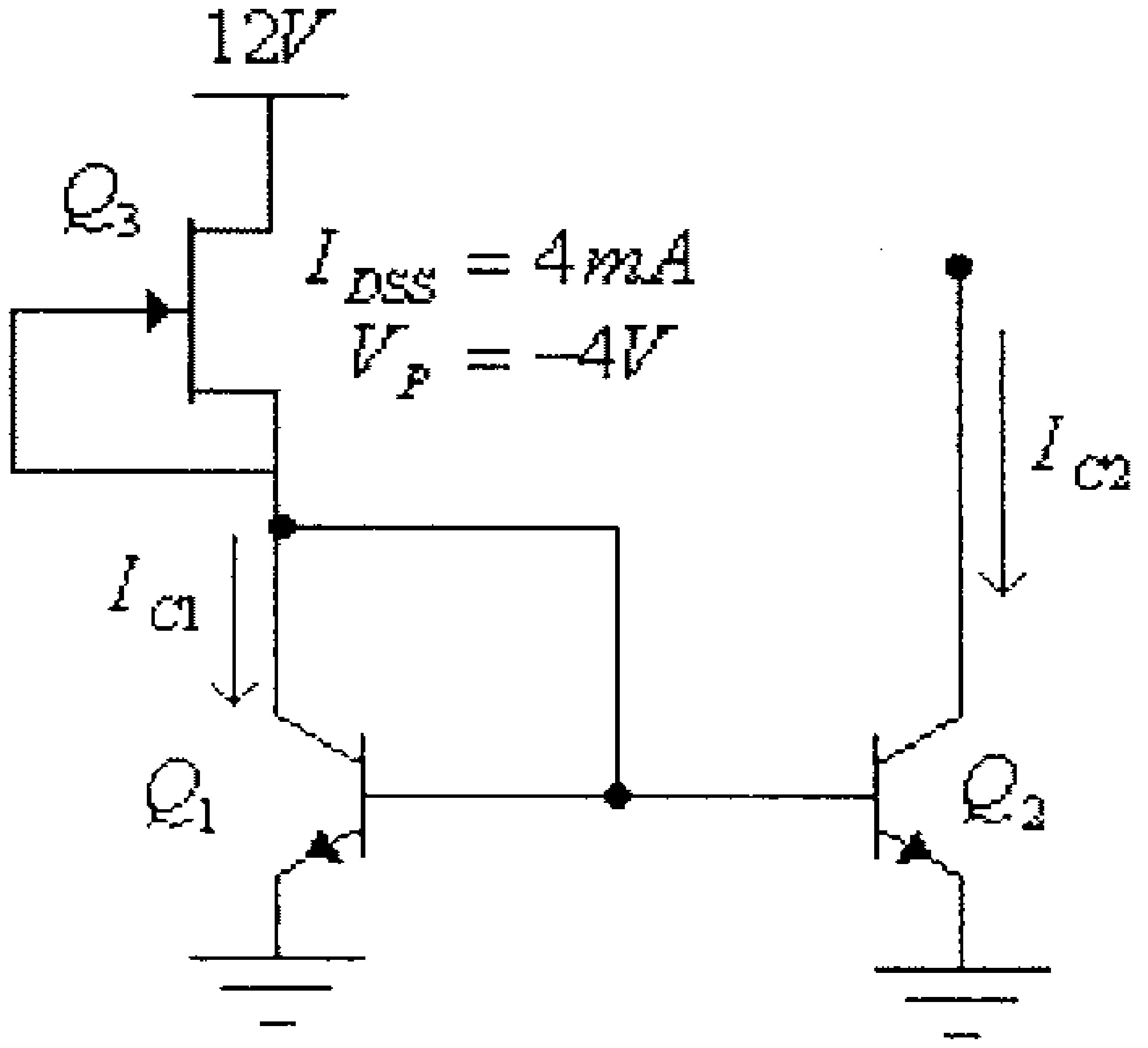


(ج) (ب) (أ)

شكل (46)

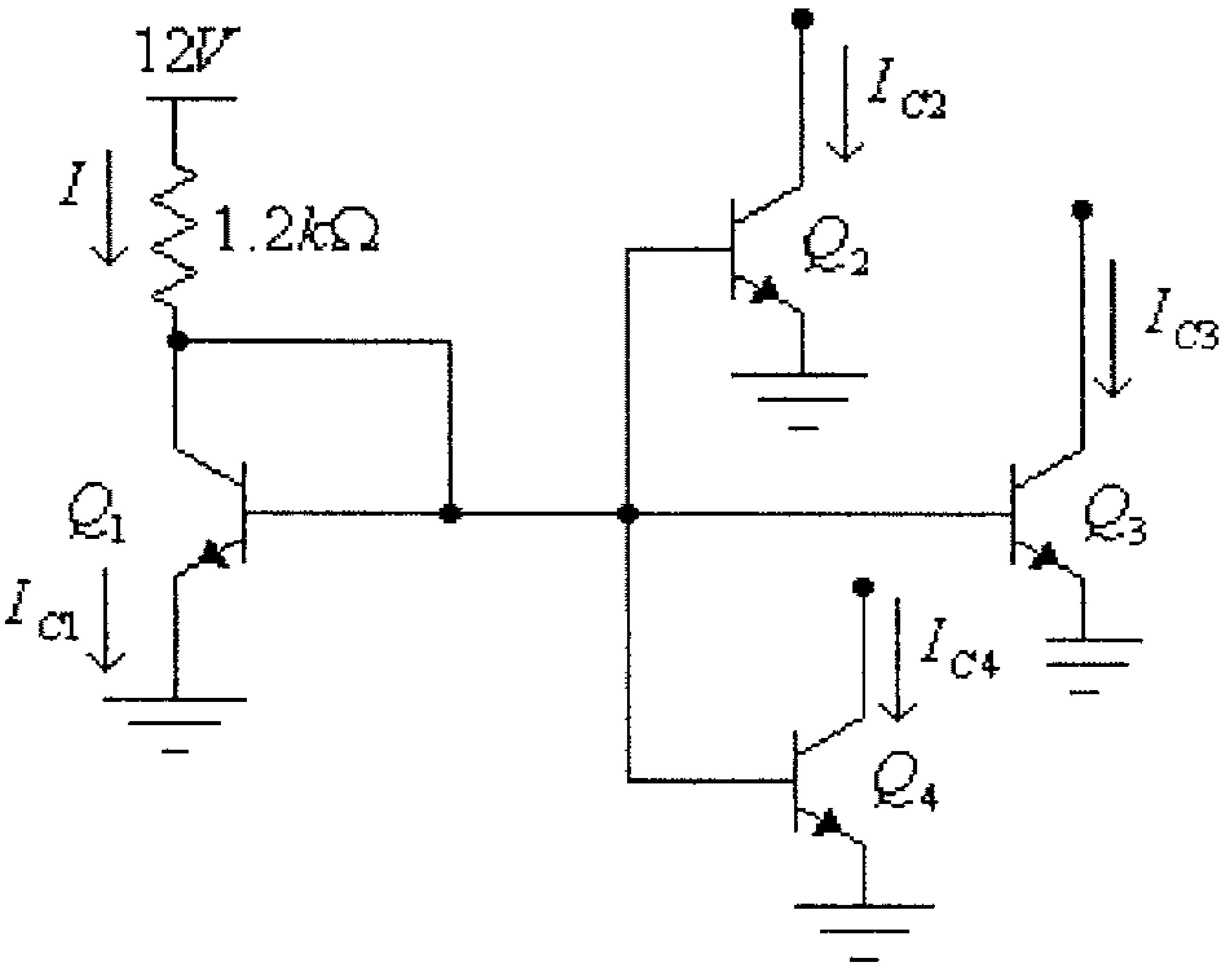
4) ماهي القيمة العظمى لمقاومة الحمل الذي يمكن وصله على مخرج كل من الدوائر في السؤال السابق.

5) في دائرة مرآة التيار التالية، أوجد قيمة كل من التيارين I_{C1} و I_{C2}.



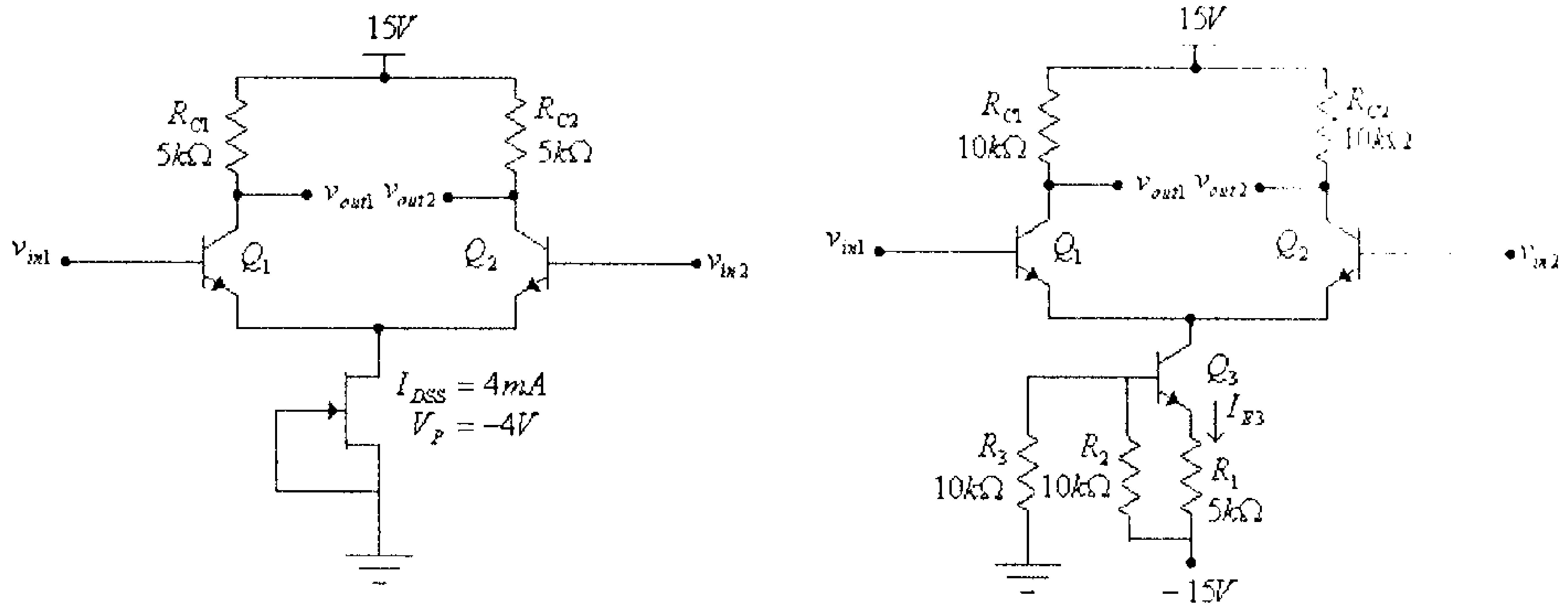
شكل (47)

6) في دائرة مرآة التيار التالية، أوجد قيمة كل من التيارات I_{C1} ، I_{C2} ، I_{C3} و I_{C4}.



شكل (48)

7) لكل من الدائرتين التاليتين، أوجد قيمة كل من معاملات التضخيم A_V ، A_d و A_C .

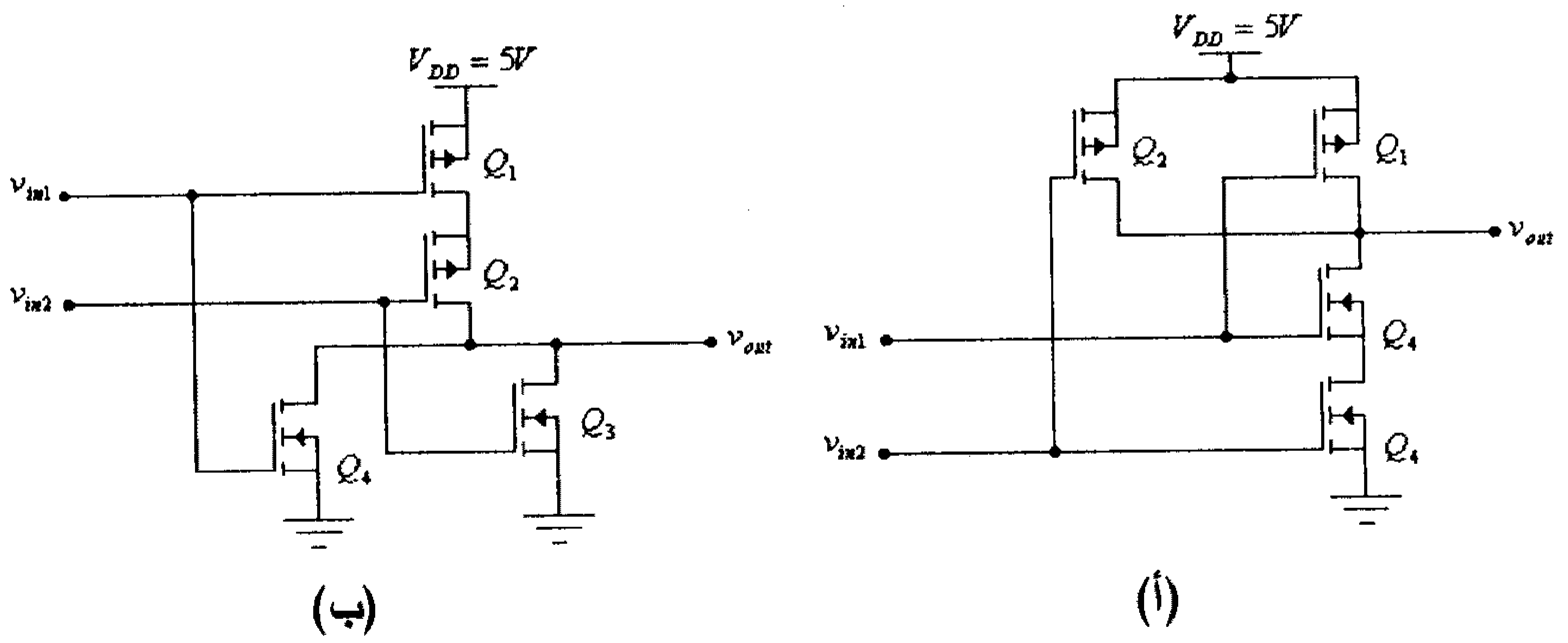


(ب) (أ)

شكل (49)

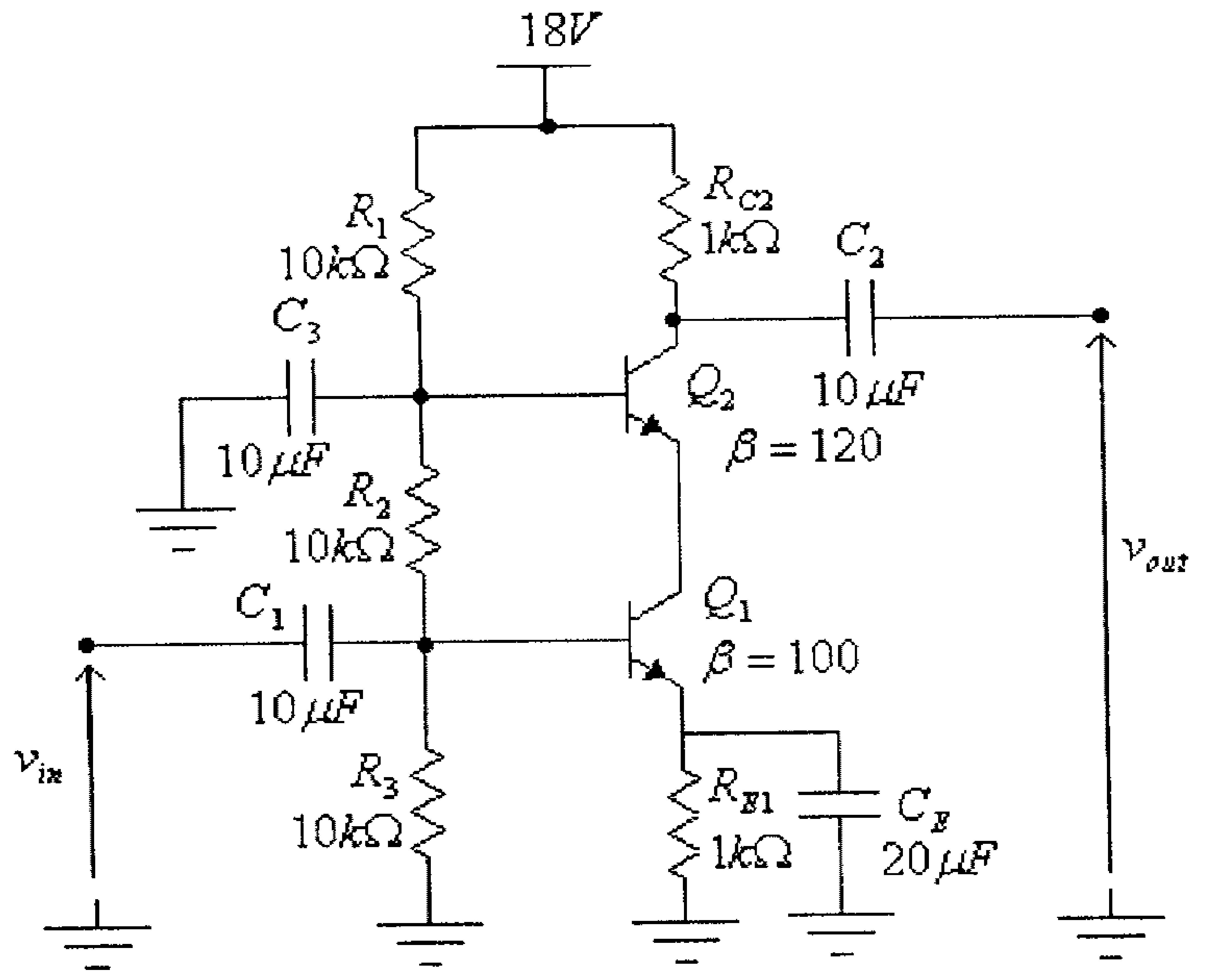
8) لكل من دائرتي الـــ CMOS المنطقيتين في الشكل (50)، أكمـــل جـــدول الحقيقة (truth table) التالي. ما هي الدالة المنطقية التي تنفذها كـــل مـــن هاتين الدائرتين.

v_{in1}	v_{in2}	وضع Q_1	وضع Q_2	وضع Q_3	وضع Q_4	v_{out}
$0V$	$0V$					
$0V$	$5V$					
$5V$	$0V$					
$5V$	$5V$					



شكل (50)

9) أوجد معامل تضخيم الفولطية للدائرة التالية.



شكل (51)

الوحدة السابعة

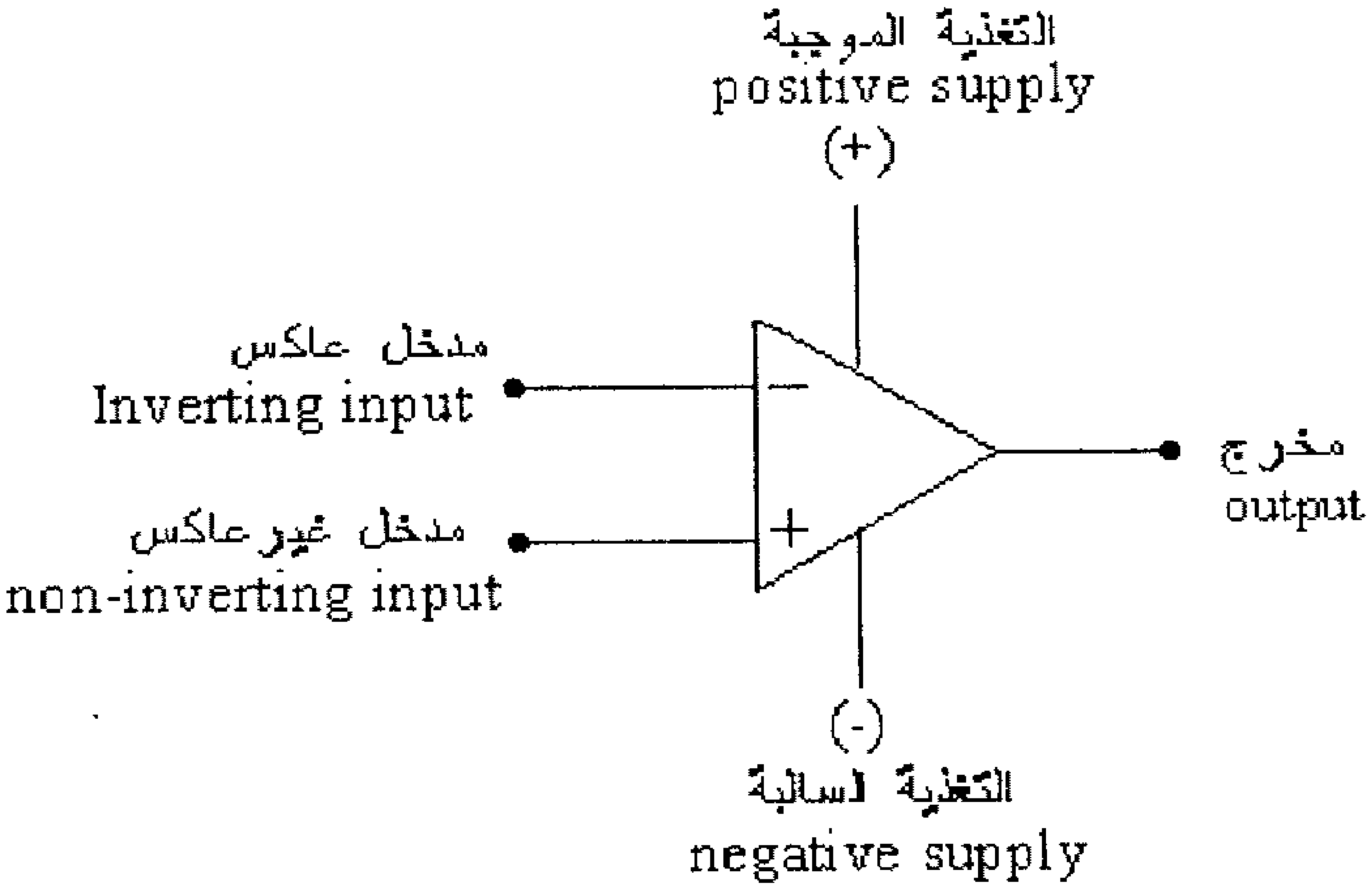
مضخمات العمليات
OPERATIONAL AMPLIFIERS

الوحدة السابعة
مضخمات العمليات

7.1 مدخل

درسنا في الوحدة السابقة مضخمات الفرق (differential amplifiers)، وبينّا أن هذه المضخمات تُستخدم لتضخيم الفرق بين إشارتين مدخليتين. ولزيادة معامل التضخيم فإنه عادةً ما يتم توصيل مجموعة من مضخمات الفرق على التسلسل لإنتاج ما يسمى مضخم العمليات (operational amplifier) أو إختصاراً (op-amp).

ويُعرّف مضخم العمليات بإنه مضخم فرق أُحادي المخرج بمعامل تضخيم كبير جداً. ويرمز له بالرمز التالي.



شكل (1)

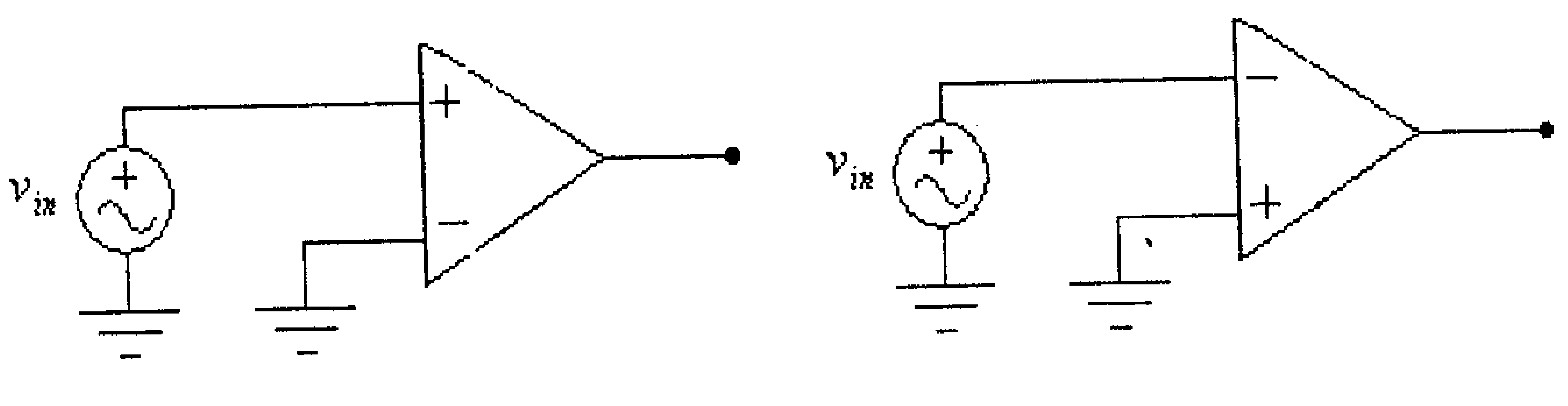
من هذا الشكل يُلاحظ أن لمضخم العمليات مدخلان هما المدخل العاكس (inverting input) والمدخل غير العاكس (non-inverting input). وكما في حالة مضخم الفرق فإن معامل التضخيم بين المدخل العاكس والمخرج سالباً،

بينما معامل التضخيم بين المدخل غير العاكس والمخرج موجباً. أي أنه هنـــاك فرق في الطور مقداره 180^0 بين الإشارة المخرجية والإشارة المدخلية المُطبقة على المدخل العاكس، بينما يكون فرق الطور بين الإشارة المخرجية والإشـــارة المُطبقة على المدخل غير العاكس يساوي صفراً.

وكما في حالة مضخم الفرق فإنه عادةً ما تتم تغذية مـــضخم العمليـــات بفولطيتي تغذية، إحداهما موجبة (V_{CC}) والأخرى سالبة $(-V_{EE})$، إلا أنه فـــي بعض التطبيقات تتم تغذية مضخم العمليات بفولطية تغذية واحدة.

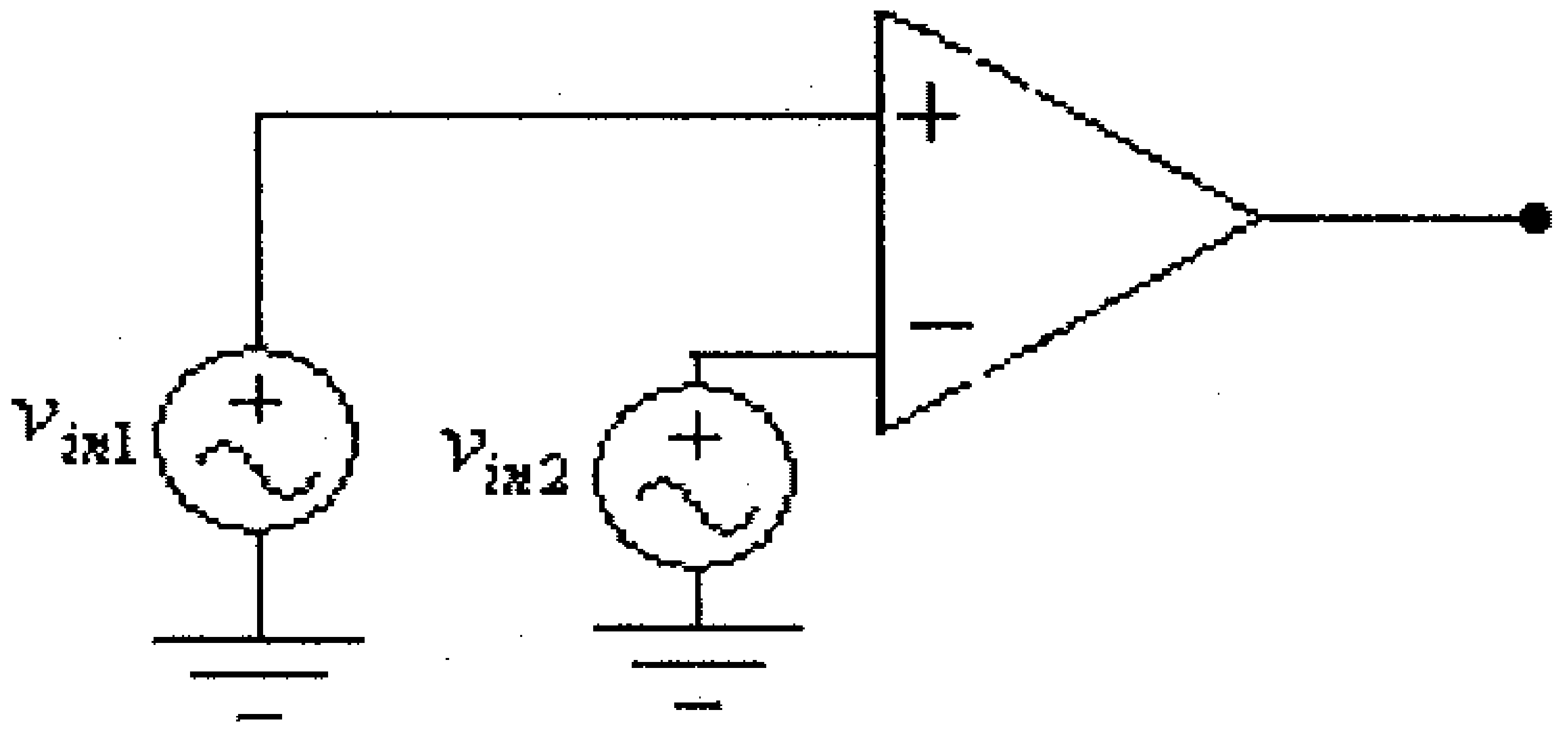
يُصنع مضخم العمليات علـــى شـــكل دارات متكاملـــة (integrated circuits) ويُستخدم لبناء العديد من الدوائر الالكترونية المختلفة مثـــل دوائـــر المضخمات (amplifiers) والمذبذبات (oscillators) والمرشحات (filters) والمقارنات (comparators) وغيرها.

وكما في حالة مضخم الفرق فإنه يمكن تغذية الإشارة المدخلية الى أحد المدخلين (المدخل العاكس أو المدخل غير العاكس)، وتسمى هذه الحالة أحادية المدخل (single-ended input)، وذلك كما في الشكل التالي، وتستخدم هـــذه الحالة لتضخيم إشارة مدخلية معينة.



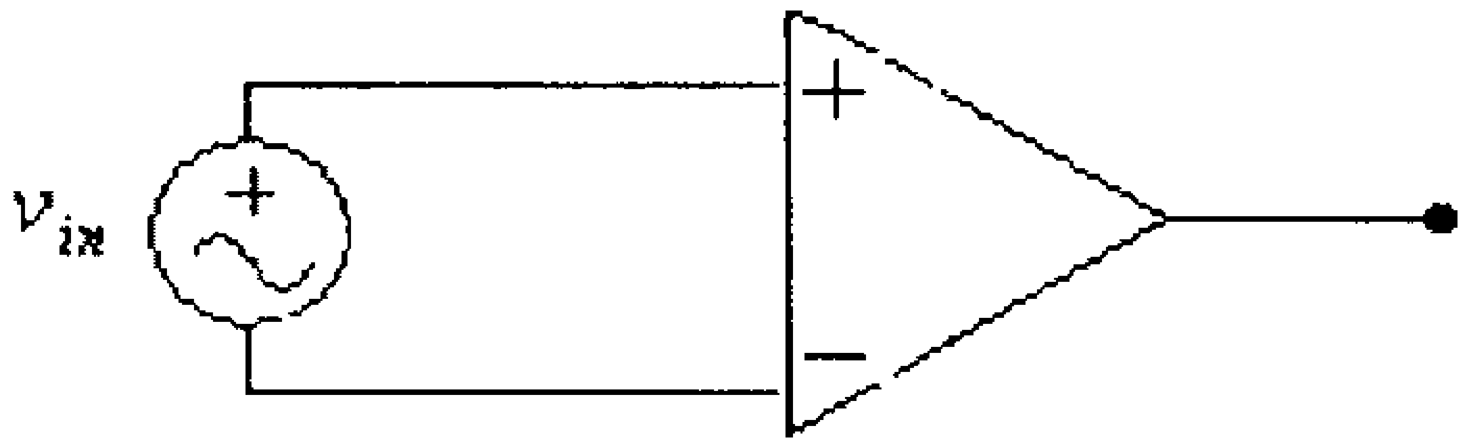
شكل (2)

كما يمكن تغذية إشارتين مدخليتين الى المدخلين (المـــدخل العـــاكس و المدخل غير العاكس معاً)، وتسمى هذه الحالة زوجيـــة المـــدخل (double-ended input)، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (3)

وتستخدم هذه الطريقة لتضخيم الفرق بين الإشارتين المدخليتين، كما يمكن كذلك إستخدام هذه الطريقة لتضخيم إشارة مدخلية واحدة، وذلك بتغذية هذه الإشارة بين المدخلين، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (4)

7.2 خواص مضخم العمليات

يمتاز مضخم العمليات بالمواصفات التالية:

1- ممانعته المدخلية كبيرة جداً، وهي لمضخم العمليات المثالي تساوي ما لانهاية، أي أنه لمضخم العمليات المثالي: $Z_{in} = \infty\Omega$ وبالتالي فإن التيار المدخلي لمضخم العمليات المثالي يساوي صفراً.

2- معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات كبيرٌ جداً، ولمضخم العمليات المثالي، فإن معامل تضخيم الفولطية يساوي ما لا نهاية، أي أنه لمضخم العمليات المثالي: $A_V = \infty$ ومن كون أن قيمة معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات كبيرٌ جداً نستطيع أن نستخلص الحقيقتين التاليتين:

أ) فرق الجهد بين مدخلي مضخم العمليات قليلٌ جداً، أي أن مدخلي مضخم العمليات لهما نفس الجهد تقريباً، فمن معرفتنا أن العلاقة التي تربط بين فولطية المخرج وفولطية المدخلين لمضخم العمليات هي:

$$v_{out} = A_V (v^+ - v^-) = A_V . v_d$$

نستنتج أن:

$$v_d = \frac{v_{out}}{A_V} = \frac{v_{out}}{\infty} = 0V$$

هنا:

v^+: جهد المدخل غير العاكس (non-inverting input) لمضخم العمليات.

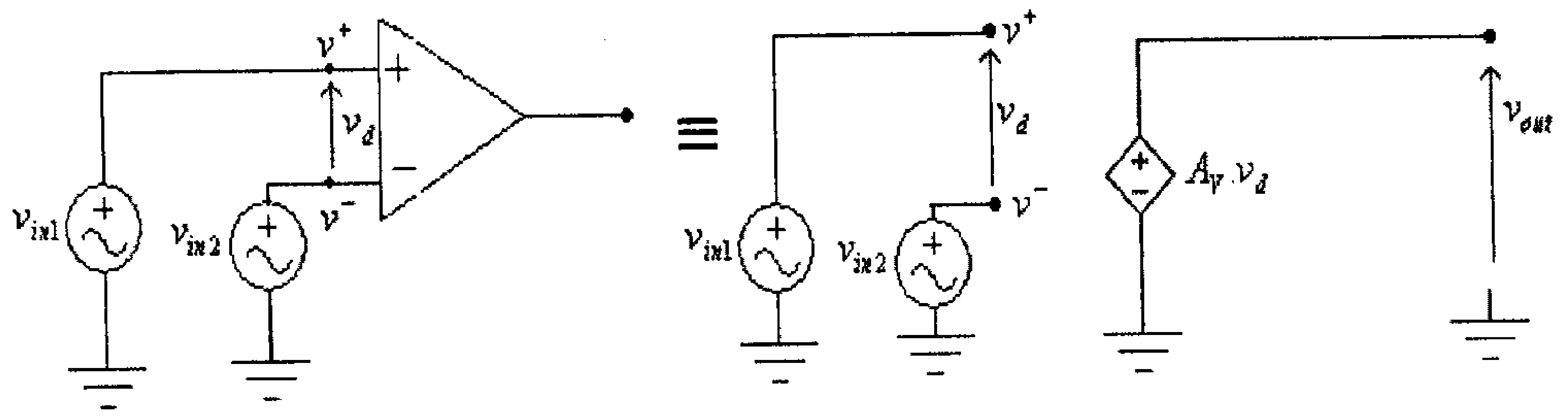
v^-: جهد المدخل العاكس (inverting input) لمضخم العمليات.

v_d: فرق الجهد (الفولطية) بين مدخلي مضخم العمليات.

ب) وكون معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات كبير جداً، فهذا يُحتم وجود تغذية راجعة سالبة (negative feedback) في كل دوائر التضخيم المُستخدم فيها مضخم العمليات، ودور هذه التغذية الراجعة السالبة هو إنقاص قيمة معامل التضخيم للدائرة المُستخدم فيها مضخم العمليات.

3- الممانعة المخرجية لمضخم العمليات قليلةٌ جداً، وهي لمضخم العمليات المثالي تساوي صفراً، أي أنه لمضخم العمليات المثالي: $Z_{out} = 0\Omega$ وهذا يعني أن الفولطية المخرجية لمضخم العمليات المثالي لا تتأثر بمقدار التيار المُستهلك من الحمل الموصول مع مخرج مضخم العمليات.

مما سبق يستنتج أن الدائرة المكافئة لمضخم العمليات هي كما في الشكل التالي.



شكل (5)

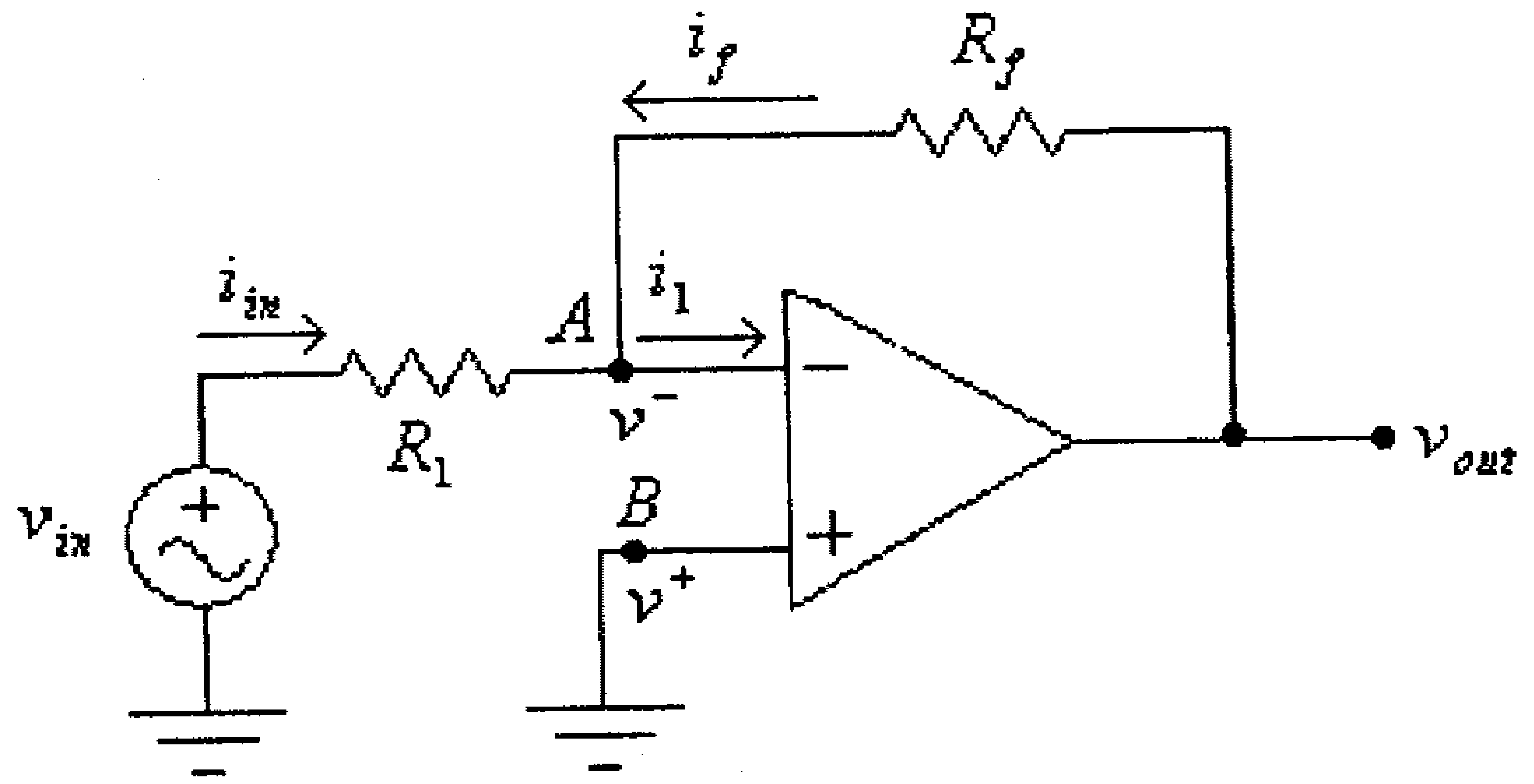
ويُنصح عند دراسة دوائر مضخمات العمليات أن تتذكر دائماً القاعدتين التاليتين، وهما:

1) تتغير الفولطية المخرجية لمضخم العمليات بالطريقة التي تجعل فرق الجهد بين مدخليه صغيرٌ جداً (يساوي صفر تقريباً).

2) قيمة كل من التيارين المدخليين لمضخم العمليات تساوي صفراً.

7.3 المضخم العاكس (Inverting Amplifier)

في هذا المضخم يتم تغذية الإشارة المدخلية الى المدخل العاكس (inverting input) لمضخم العمليات، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (6)

لاحظ في هذه الدائرة أن المقاومة R_f تشكل دائرة التغذيـــة الراجعـــة السالبة لأنها موصولة بين المخرج والمدخل العاكس لمضخم العمليـــات. كمـــا يمكنك أن تلاحظ أن المدخل غير العاكس لمضخم العمليات موصولاً مع نقطـــة الأرضي للدائرة (أي النقطة المرجعية أو النقطة ذات الجهد صفر) لذا يُقـــال أن النقطة B مؤرضة (grounded).

ولما كان فرق الجهد بين مدخلي مضخم العمليات صغيراً جداً، لذا فإن:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A \approx v_B$$

ولمّا كان:

$$v_B = 0$$

فإن:

$$v_A \approx 0$$

لذا فكثيراً ما يقال للنقطة A بأنها مؤرضة إفتراضياً (virtually grounded).

في الدائرة السابقة :

$$i_{in} + i_f - i_1 = 0$$

ولكن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$i_{in} + i_f = 0$$

ومنها:

$$i_{in} = -i_f \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

وكذلك:

$$v_B = 0$$

و:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A = v_B = 0$$

و:

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_A}{R_1} = \frac{v_{in}}{R_1} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (2)$$

وكذلك:

$$i_f = \frac{v_{out} - v_A}{R_f} = \frac{v_{out}}{R_f} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3)$$

وبتعويض المعادلتين (2) و (3) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_{out}}{R_f}$$

أي أن معامل التضخيم لهذه الدائرة هو:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1}$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

- معامل التضخيم لهذه الدائرة سالباً، أي أن هنال فرق في الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية مقداره 180^0.

- في حالة عدم توصيل المقاومة R_f، أي في حالة عـــدم وجـــود تغذيـــة راجعة، فإن معامل التضخيم لهذه الدائرة يساوي ما لا نهاية.

لاحظ أن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة هي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4)$$

وبتعويض المعادلة (2) في هذه المعادلة، نجد أن:

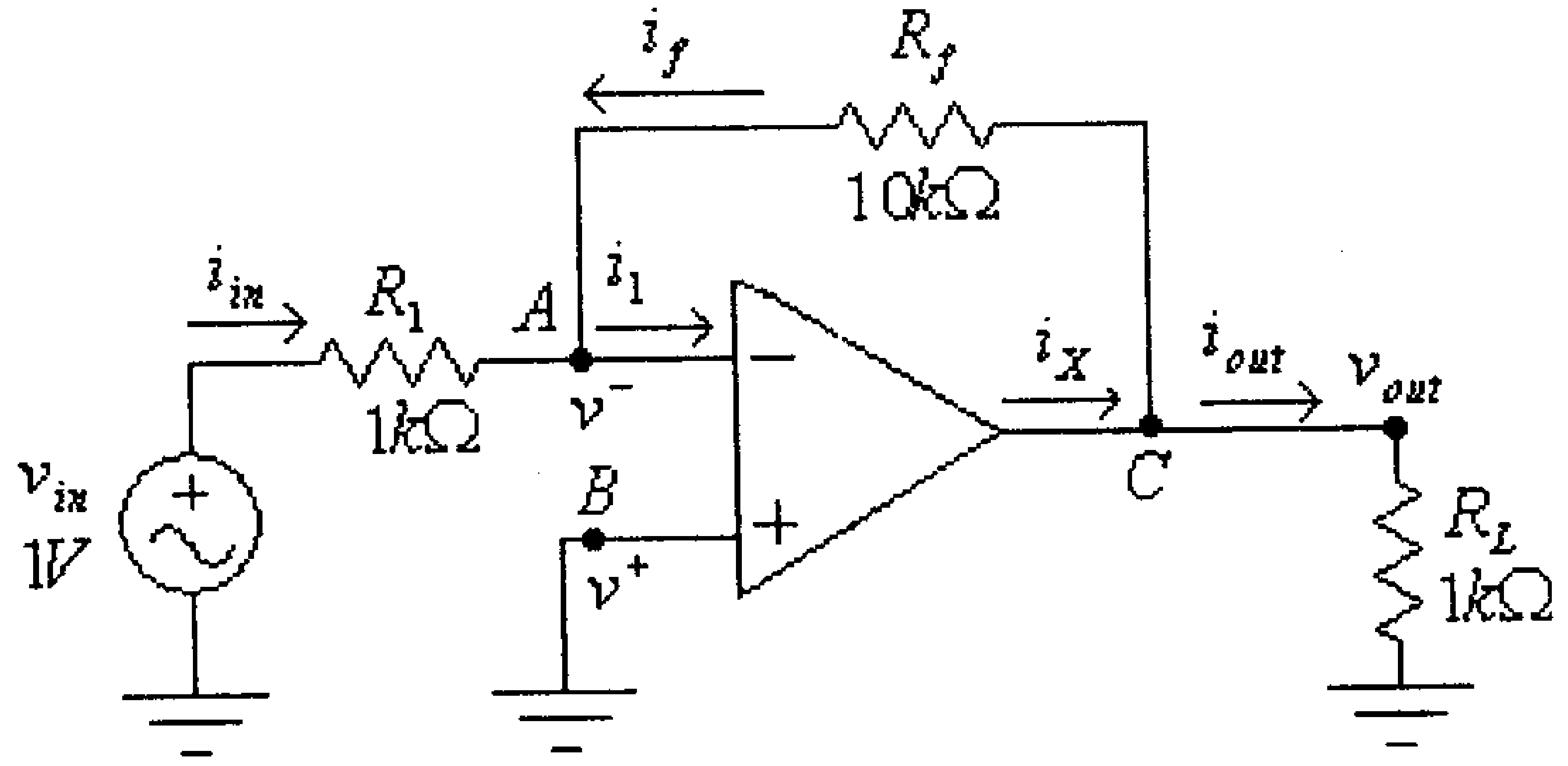
$$Z_{in} = R_1$$

والممانعة المخرجية لهذه الدائرة هـــي الممانعـــة المخرجيـــة لمـــضخم العمليات، أي أن:

$$Z_{out} = 0\Omega$$

مثال (1):

للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من A_V، i_{in}، i_f، i_1 ، i_X ، i_{out}



شكل (7)

الحل: في هذه الدائرة

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{10k\Omega}{1k\Omega} = -10$$

أي أن:

$$v_{out} = A_V.v_{in} = -10.(1V) = -10V$$

و:

$$v_A = v_B = 0V$$

وبالتالي فإن:

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_A}{R_1} = \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{1V}{1k\Omega} = 1mA$$

$$i_f = \frac{v_{out} - v_A}{R_f} = \frac{v_{out}}{R_f} = -\frac{10V}{10k\Omega} = -1mA$$

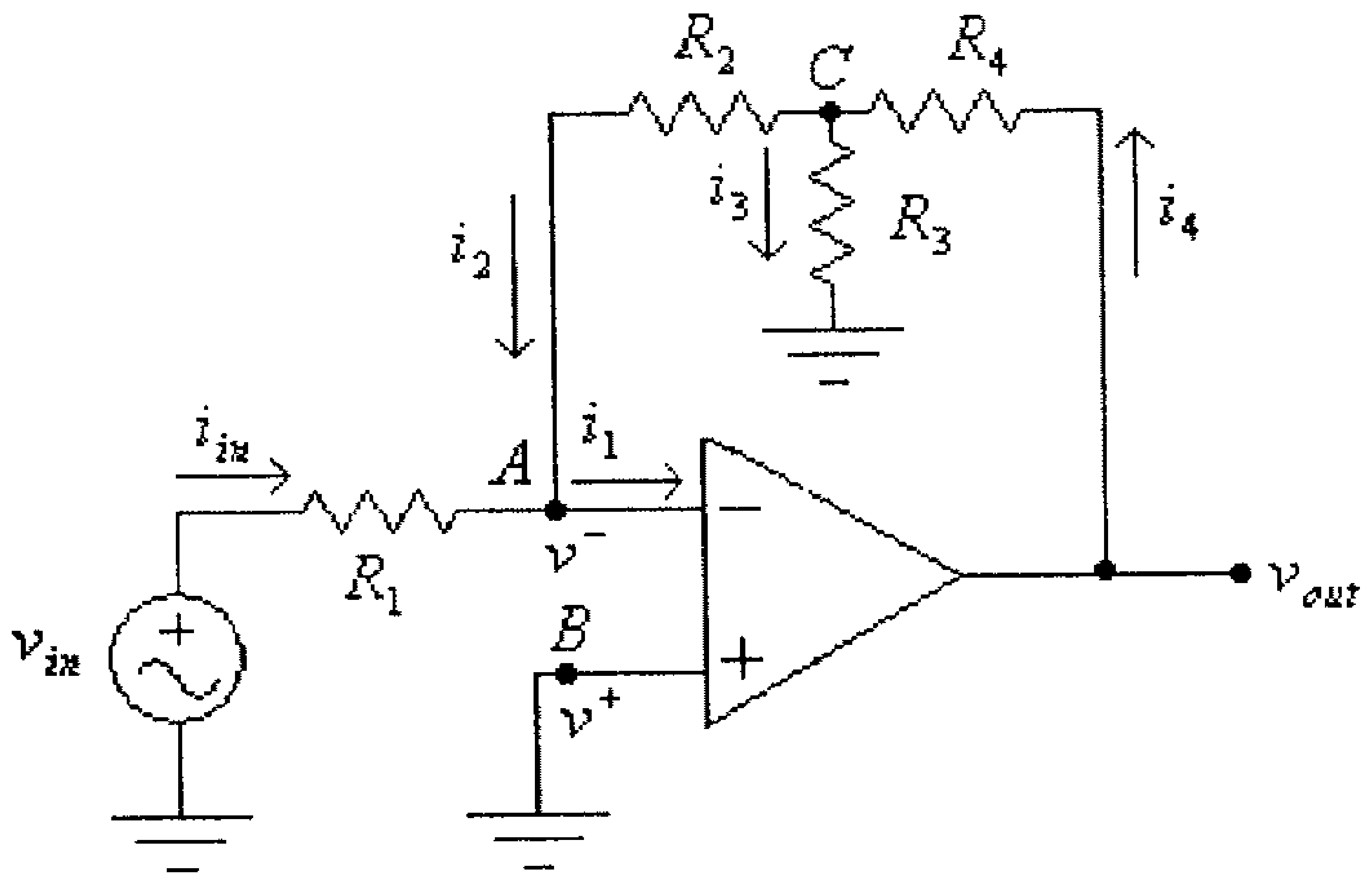
$$i_1 = 0A$$

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_L} = -\frac{10V}{1k\Omega} = -10mA$$

وللنقطة C ، فإن:

$$i_X = i_{out} + i_f = -10 - 1 = -11mA$$

وهناك أشكال أخرى لدائرة المضخم العاكس، إحداها كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (8)

في هذه الدائرة:

$$i_{in} + i_2 - i_1 = 0$$

ولكن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$i_{in} + i_2 = 0$$

ومنها:

$$\frac{v_{in} - v_A}{R_1} + \frac{v_C - v_A}{R_2} = 0$$

ولكن:

$$v_A = v_B = 0$$

أي أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} + \frac{v_C}{R_2} = 0$$

أي:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_C}{R_2}$$

ومنها:

$$v_C = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} \quad \text{..........................} \quad (1)$$

وكذلك للنقطة C:

$$i_2 + i_3 = i_4$$

أي أن:

$$\frac{v_C - v_A}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} = \frac{v_{out} - v_C}{R_4}$$

وحيث أن:

$$v_A = 0$$

فإن:

$$\frac{v_C}{R_2}+\frac{v_C}{R_3}=\frac{v_{out}-v_C}{R_4}$$

أي أن:

$$\frac{v_C}{R_2}+\frac{v_C}{R_3}+\frac{v_C}{R_4}=\frac{v_{out}}{R_4}$$

ومنها:

$$v_{out}=R_4.v_C\left(\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}\right)\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد:

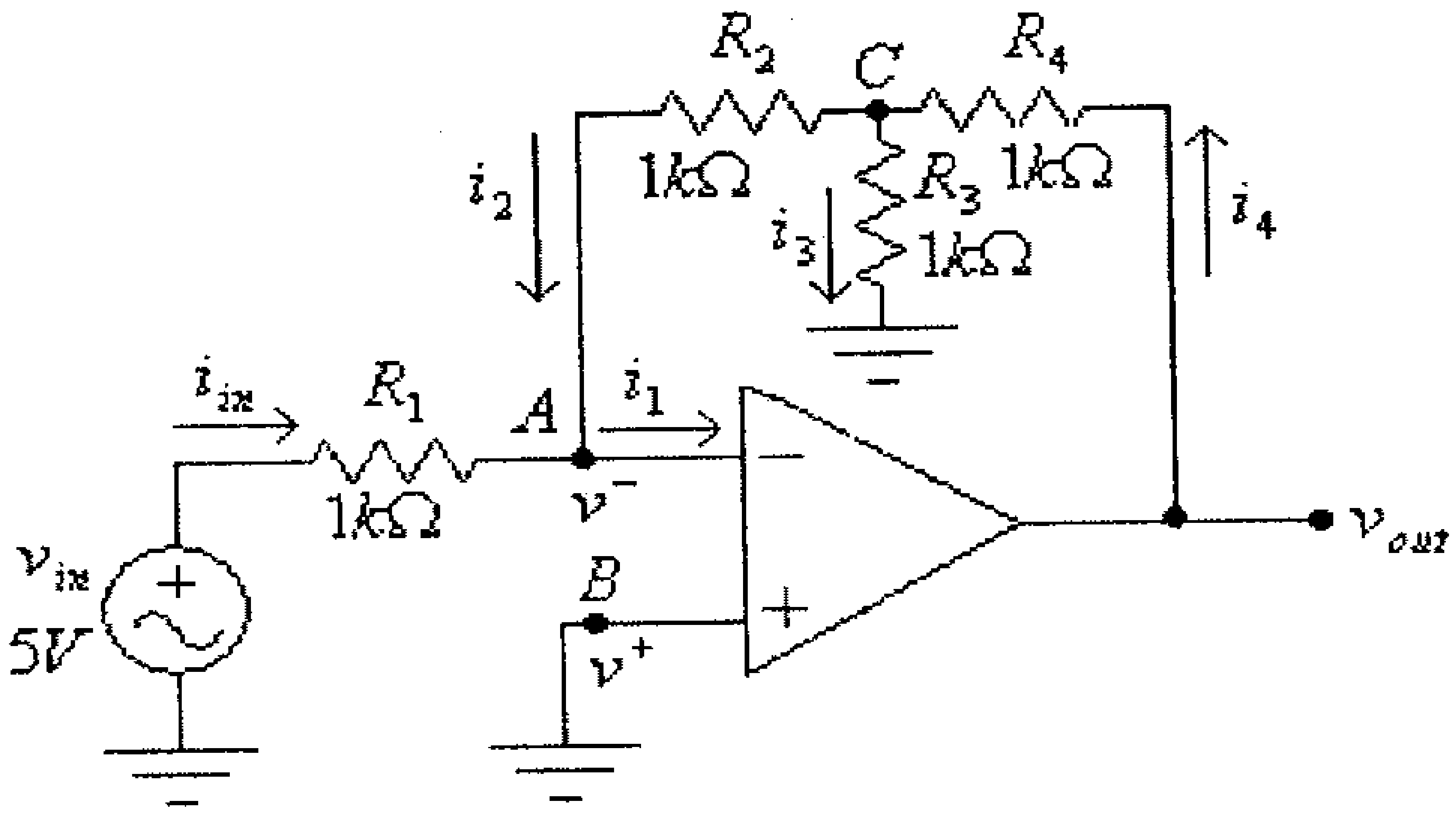
$$v_{out}=-\frac{R_2.R_4.v_{in}}{R_1}\left(\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}\right)$$

ومنها:

$$A_V=\frac{v_{out}}{v_{in}}=-\frac{R_2.R_4}{R_1}\left(\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}\right)$$

مثال (2):

للدائرة التالية، أوجد قيمة كل مـــن i_{in}، i_1، i_2 ، i_3 ، i_4، v_C ، v_{out}، A_V و Z_{in}.



شكل (9)

الحل: في هذه الدائرة، وللنقطة A :

$$\frac{v_{in}-v_A}{R_1}+\frac{v_C-v_A}{R_2}=0$$

ولكن:

$$v_A=v_B=0$$

أي أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1}+\frac{v_C}{R_2}=0$$

أي:

$$\frac{v_{in}}{R_1}=-\frac{v_C}{R_2}$$

ومنها:

$$v_C=-\frac{R_2}{R_1}v_{in}=-\frac{1k\Omega}{1k\Omega}(5V)=-5V \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وللنقطة C:

$$\frac{v_C-v_A}{R_2}+\frac{v_C}{R_3}=\frac{v_{out}-v_C}{R_4}$$

وحيث أن:

$$v_A=0$$

فإن:

$$\frac{v_C}{R_2}+\frac{v_C}{R_3}=\frac{v_{out}-v_C}{R_4}$$

أي أن:

$$\frac{v_C}{R_2}+\frac{v_C}{R_3}+\frac{v_C}{R_4}=\frac{v_{out}}{R_4}$$

ومنها:

$$v_{out} = R_4 . v_C \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = (1000).(-5)\left(\frac{1}{1000} + \frac{1}{1000} + \frac{1}{1000} \right) = -15V$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-15V}{5V} = -3$$

وكذلك:

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_A}{R_1} = \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{5V}{1k\Omega} = 5mA$$

$$i_1 = 0mA$$

$$i_2 = \frac{v_C - v_A}{R_2} = \frac{v_C}{R_1} = \frac{-5V}{1k\Omega} = -5mA$$

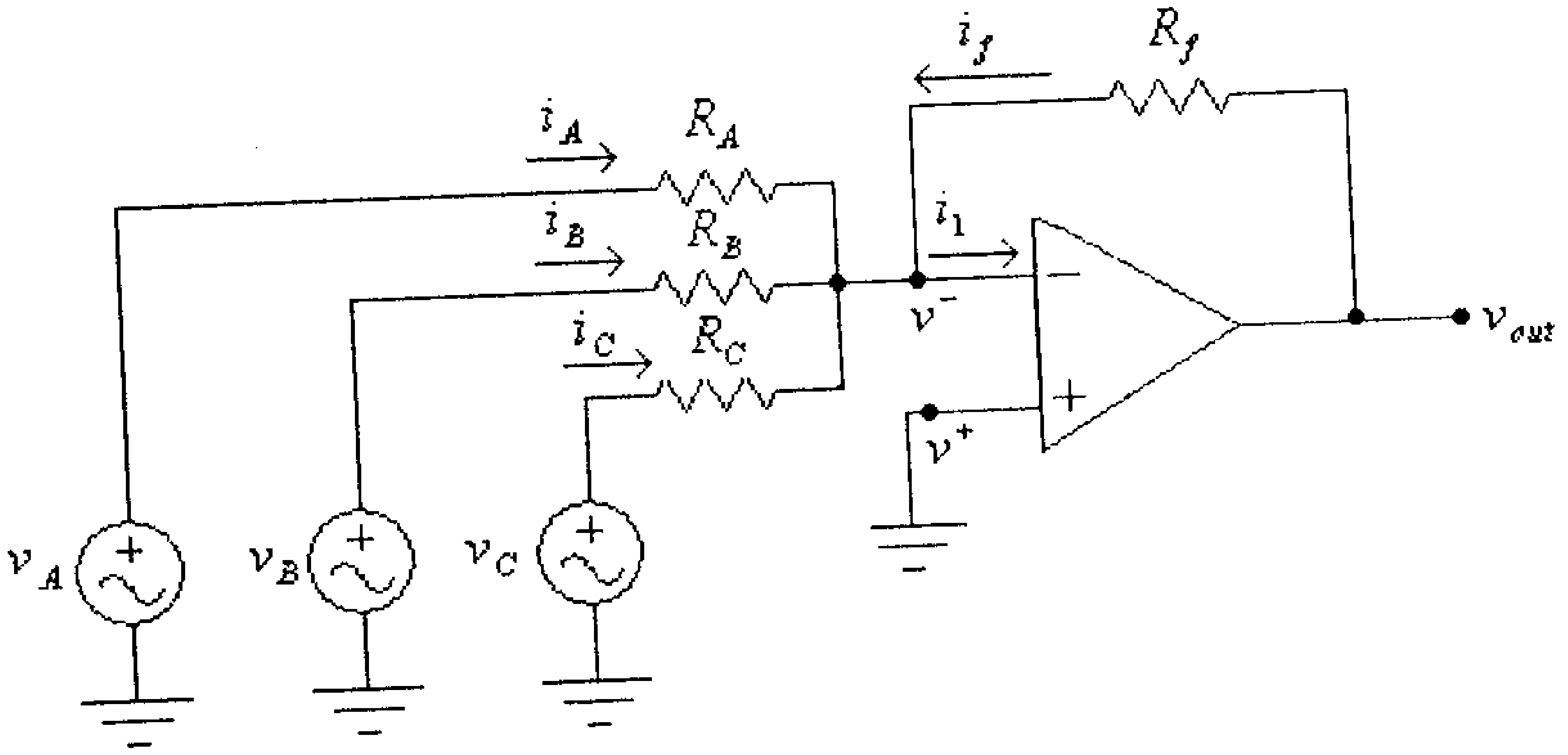
$$i_3 = \frac{v_C}{R_3} = \frac{-5V}{1k\Omega} = -5mA$$

$$i_4 = \frac{v_{out} - v_C}{R_4} = \frac{-15V - (-5V)}{1k\Omega} = -10mA$$

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{5V}{5mA} = 1k\Omega$$

7.4 مضخم الجمع (Summing Amplifier)

يُمكن إستخدام المضخم العاكس، المُبين سابقاً، لإيجاد مجموع إشـــارتين أو أكثر وذلك كما في الدائرة التالية.



شكل (10)

في هذه الدائرة:

$$i_A + i_B + i_C + i_f - i_1 = 0$$

ولكن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$i_A + i_B + i_C + i_f = 0$$

ومنها:

$$\frac{v_A - v^-}{R_A} + \frac{v_B - v^-}{R_B} + \frac{v_C - v^-}{R_C} + \frac{v_{out} - v^-}{R_f} = 0$$

ولكن:

$$v^- = v^+ = 0$$

وبالتالي فإن:

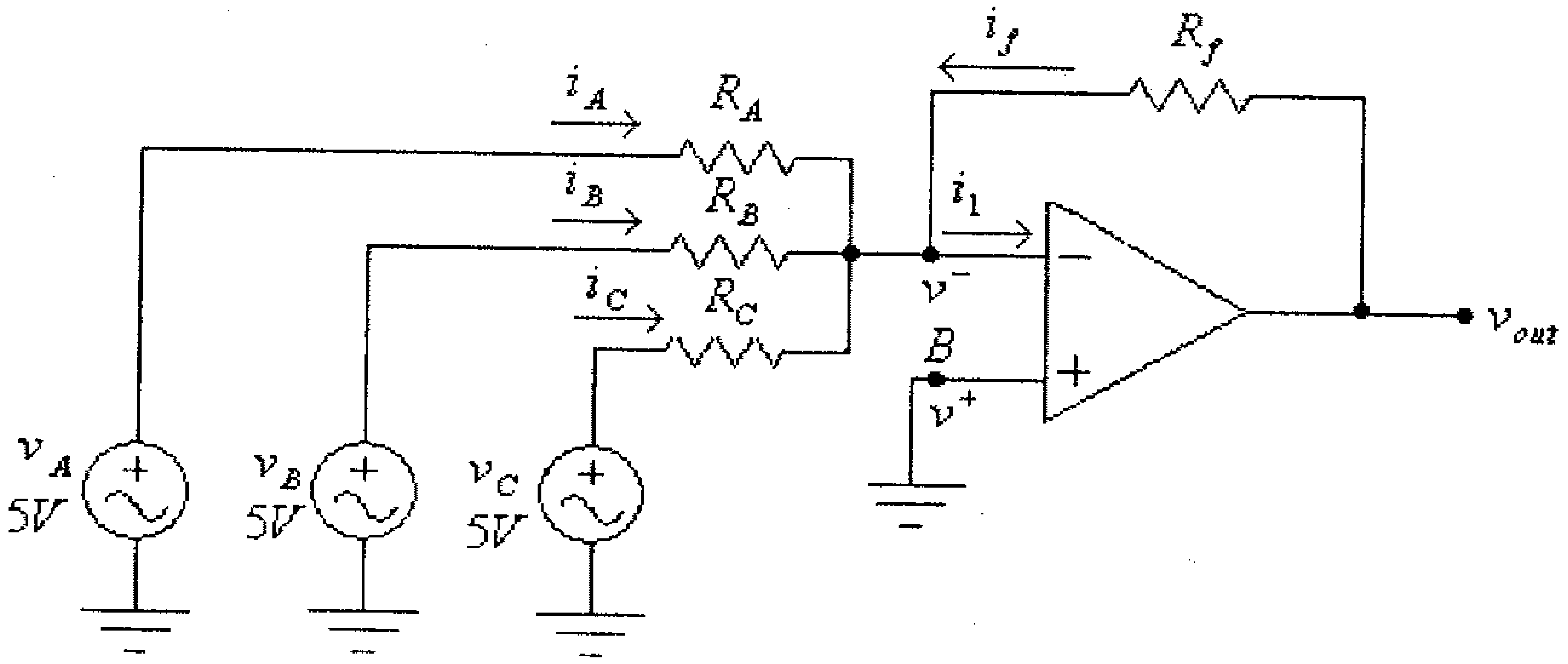
$$\frac{v_A}{R_A} + \frac{v_B}{R_B} + \frac{v_C}{R_C} + \frac{v_{out}}{R_f} = 0$$

ومنها:

$$v_{out} = -R_f \left(\frac{v_A}{R_A} + \frac{v_B}{R_B} + \frac{v_C}{R_C} \right)$$

مثال (3):

للدائرة التالية، وإذا علمت أن $R_A = R_B = R_C = R_f = 1k\Omega$ ، أوجد قيمة v_{out} .



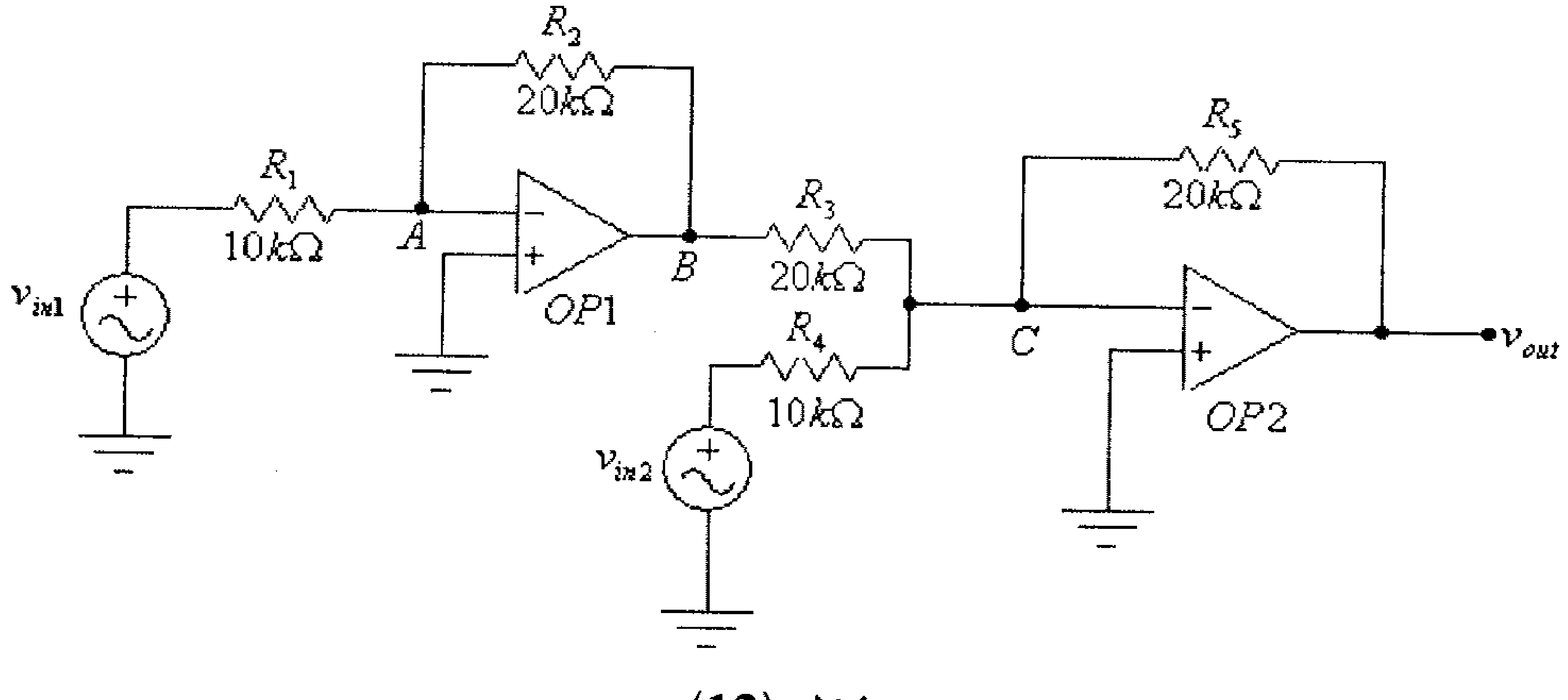
شكل (11)

الحل: في هذه الدائرة:

$$v_{out} = -R_f\left(\frac{v_A}{R_A} + \frac{v_B}{R_B} + \frac{v_C}{R_C}\right) = -(1k\Omega).\left(\frac{5V}{1k\Omega} + \frac{5V}{1k\Omega} + \frac{5V}{1k\Omega}\right) = -15V$$

مثال (4):

للدائرة التالية، أوجد العلاقة بين الفـــولطيتين المـــدخليتين v_{in1} و v_{in2} والفولطية المخرجية v_{out} .



شكل (12)

الحل:

في هذه الدائرة تُلاحظ أن مضخم العمليات الأول (OP_1) موصول بدائرة مضخم عاكس، لذا فإن:

$$v_B = -\frac{R_2}{R_1}.v_{in1} = -\frac{20k\Omega}{10k\Omega}.v_{in1} = -2v_{in1} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وللنقطه C والتي هي المدخل العاكس لمضخم العمليات الثاني (OP_2)، فإن:

$$\frac{v_B - v_C}{R_3} + \frac{v_{in2} - v_C}{R_4} = -\frac{v_{out} - v_C}{R_5}$$

ولكن $v_C = 0$، وبتعويض ذلك في هذه المعادلة، نجد أن:

$$\frac{v_B}{R_3} + \frac{v_{in2}}{R_4} = -\frac{v_{out}}{R_5} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

وبتعويض قيمة v_B من المعادلة (1) في هذه المعادلة، نجد أن:

$$\frac{-2v_{in1}}{R_3} + \frac{v_{in2}}{R_4} = -\frac{v_{out}}{R_5}$$

ومنها نجد أن:

$$v_{out} = -R_5\left(\frac{-2v_{in1}}{R_3} + \frac{v_{in2}}{R_4}\right) = \frac{2R_5}{R_3}v_{in1} - \frac{R_5}{R_4}v_{in2}$$

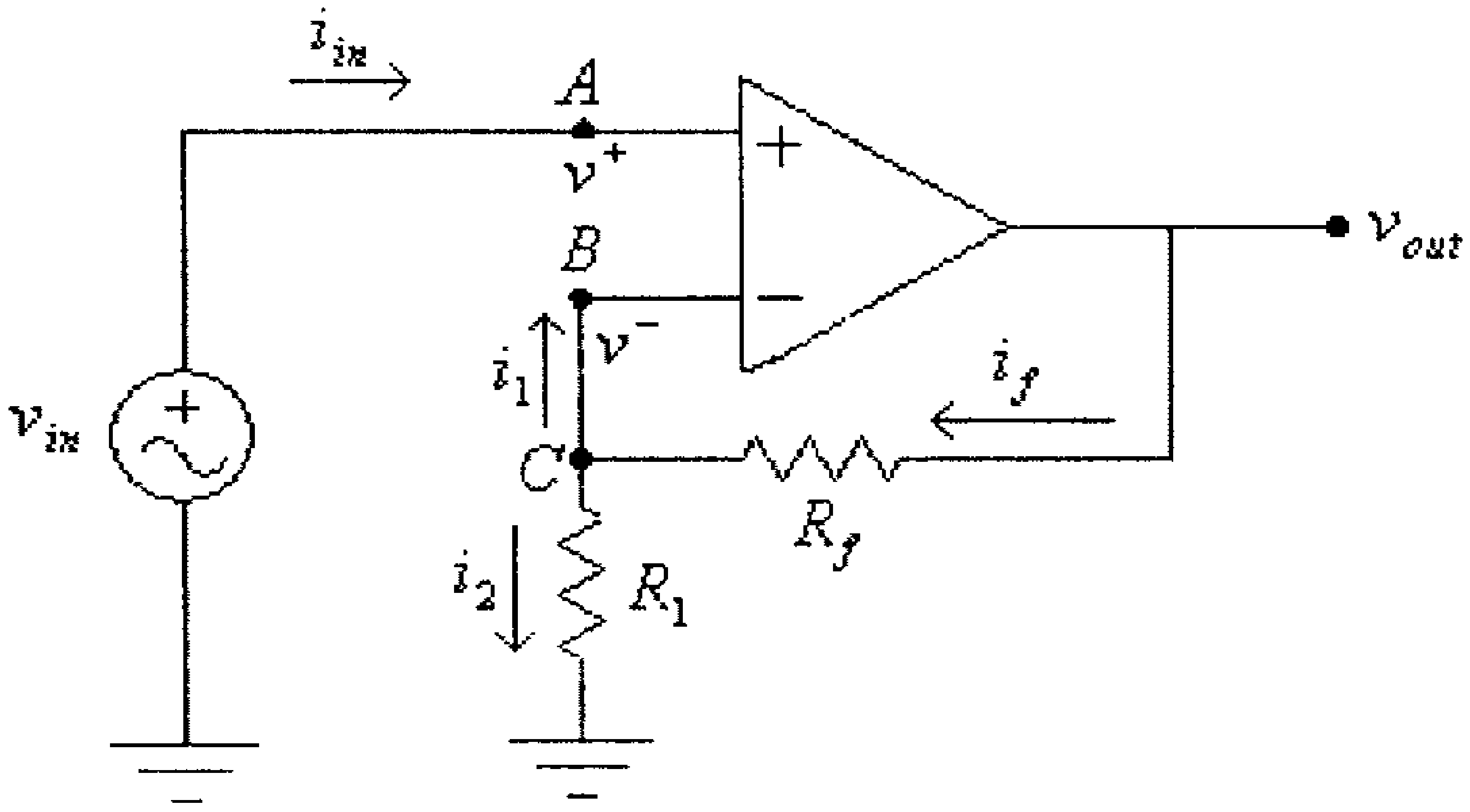
أي أن:

$$v_{out} = \frac{2(20k\Omega)}{20k\Omega}v_{in1} - \frac{20k\Omega}{10k\Omega}v_{in2} = 2v_{in1} - 2v_{in2} = 2(v_{in1} - v_{in2})$$

لاحظ أن مثل هذه الدائرة يُمكن إستخدامها لإيجاد حاصل طرح إشارتين مدخليتين.

7.5 المضخم غير العاكس (Non-inverting Amplifier)

في هذا المضخم يتم تغذية الإشارة المدخلية الى المدخل غير العاكس (non-inverting input) لمضخم العمليات، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (13)

لاحظ في هذه الدائرة أن المقاومة R_f تشكل دائرة التغذية الراجعة السالبة لأنها موصولة بين المخرج والمدخل العاكس (inverting input) لمضخم العمليات.

في هذه الدائرة:

$$i_2 = i_f$$

لأن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$\frac{v_B}{R_1} = \frac{v_{out}}{R_f + R_1}$$

ولكن:

$$v_A = v_B = v_{in}$$

أي أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = \frac{v_{out}}{R_f + R_1}$$

ومنها:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_f + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

من هذه المعادلة نستنتج أن معامل التضخيم لهذه الدائرة موجباً، أي أنه ليس هناك فرق في الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجية.

لاحظ أن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة هي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

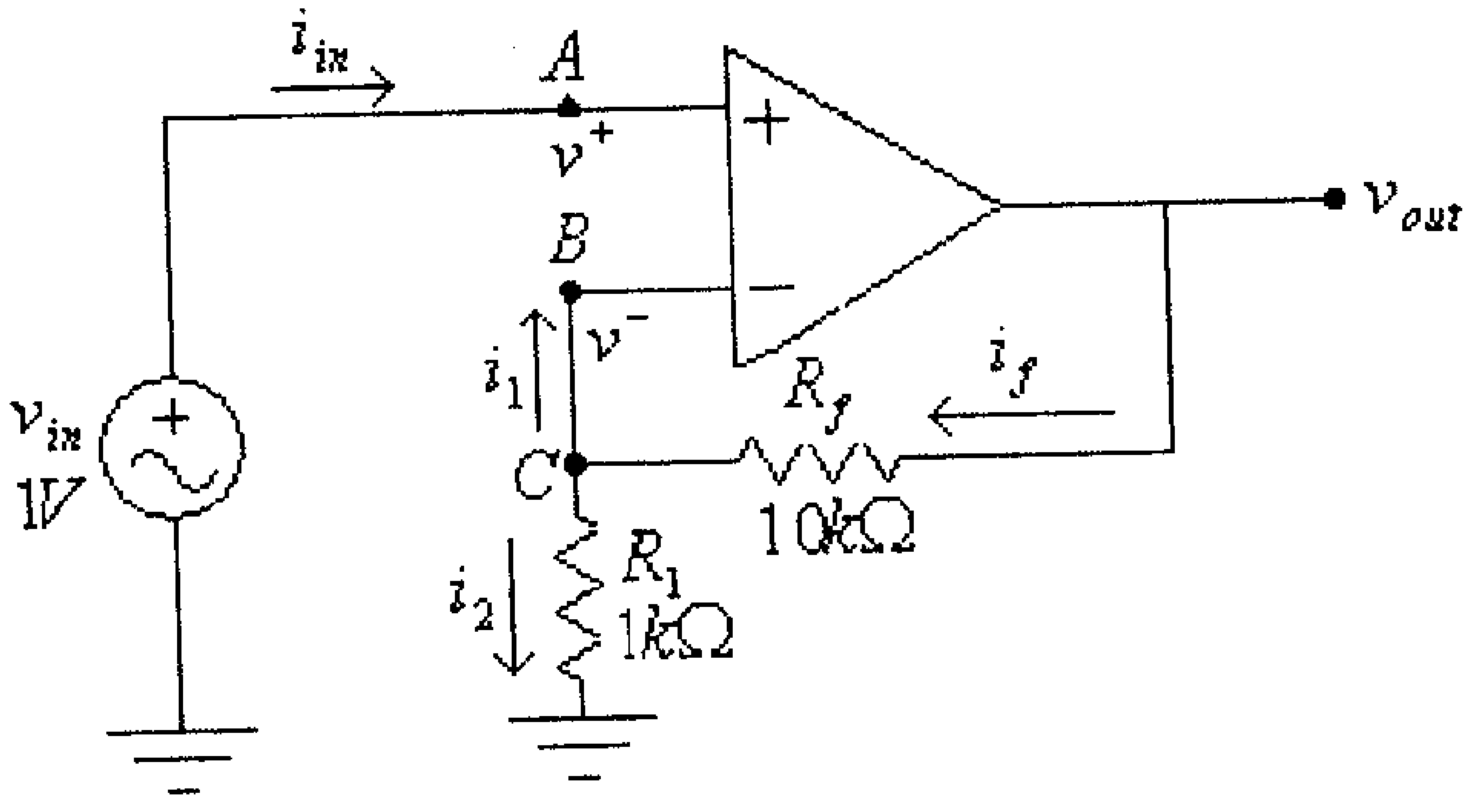
ولكن:

$$i_{in} = 0$$

أي أن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة هي: $Z_{in} = \infty\Omega$

مثال (5):

للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من A_V ، v_{out} ، i_f ، i_2 ، i_1 ، و i_{in}.



شكل (14)

الحل: في هذه الدائرة

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{10k\Omega}{1k\Omega} = 11$$

$$v_{out} = A_V . v_{in} = 11.(1V) = 11V$$

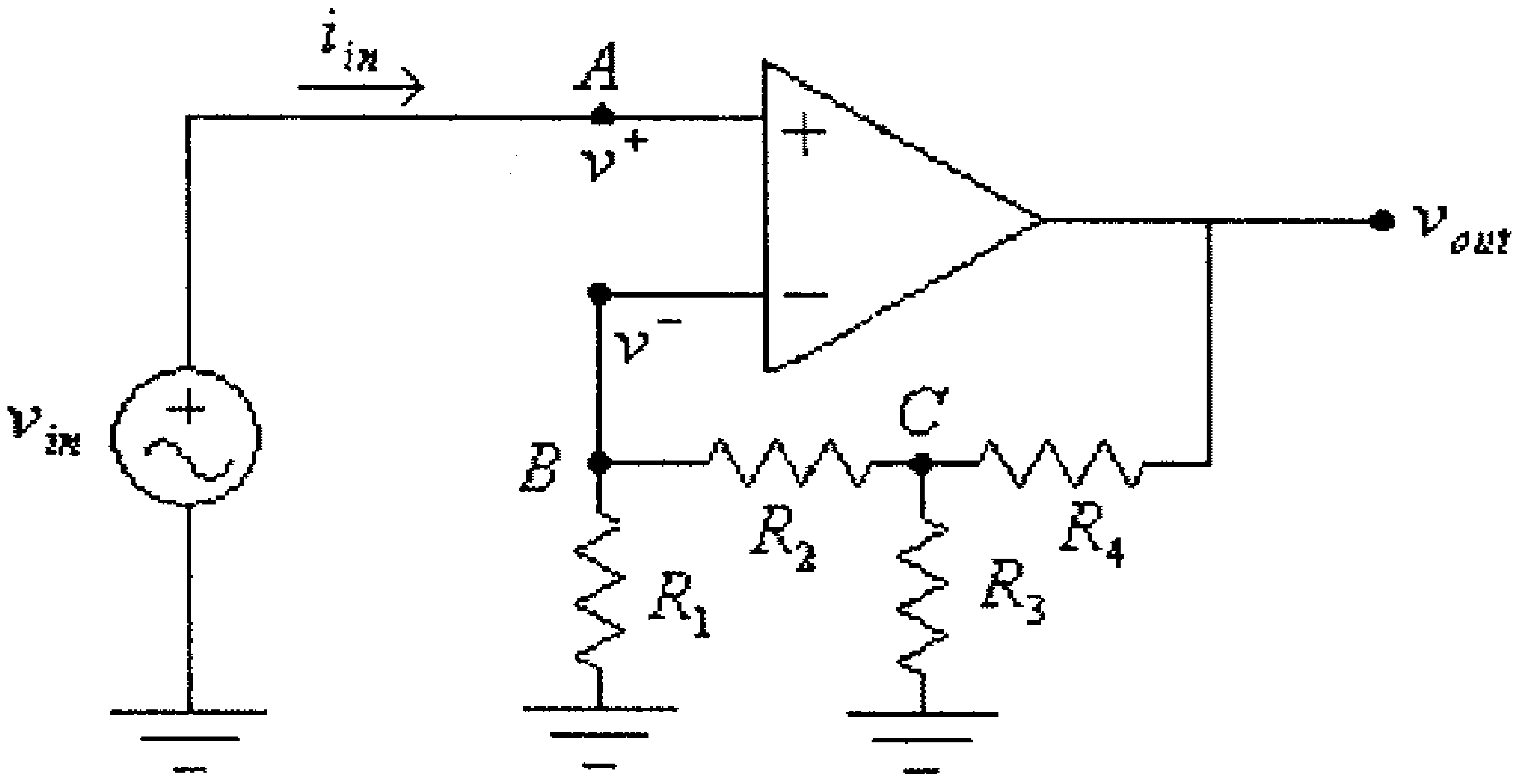
و:

$$i_f = i_2 = \frac{v_{out}}{R_f + R_1} = \frac{11}{10k\Omega + 1k\Omega} = 1mA$$

$$i_1 = 0A$$

$$i_{in} = 0A$$

وهناك أشكال أخرى لدائرة المضخم العاكس، إحداها كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (15)

في هذه الدائرة، وللنقطة B ، فإن:

$$\frac{v_B}{R_1} = \frac{v_C - v_B}{R_2}$$

ولكن:

$$v_B = v_A = v_{in}$$

أي أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = \frac{v_C - v_{in}}{R_2}$$

ومنها:

$$v_C = v_{in}.\frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad .... \ (1)$$

وللنقطة C، فإن:

$$\frac{v_C - v_{in}}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} + \frac{v_C - v_{out}}{R_4} = 0$$

ومنها:

$$\frac{v_C}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} + \frac{v_C}{R_4} = \frac{v_{in}}{R_2} + \frac{v_{out}}{R_4}$$

أي أن:

$$v_C.\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) = \frac{v_{in}}{R_2} + \frac{v_{out}}{R_4} \quad .... \ (2)$$

وبتعويض قيمة v_C من المعادلة (1) في هذه المعادلة، نجد:

$$v_{in}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right).\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) = \frac{v_{in}}{R_2} + \frac{v_{out}}{R_4}$$

ومنها:

$$v_{in}.\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1.R_2} + \frac{R_1 + R_2}{R_1.R_3} + \frac{R_1 + R_2}{R_1.R_4} - \frac{1}{R_2}\right) = \frac{v_{out}}{R_4}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_4}{\dfrac{R_1 + R_2}{R_1.R_2} + \dfrac{R_1 + R_2}{R_1.R_3} + \dfrac{R_1 + R_2}{R_1.R_4} - \dfrac{1}{R_2}}$$

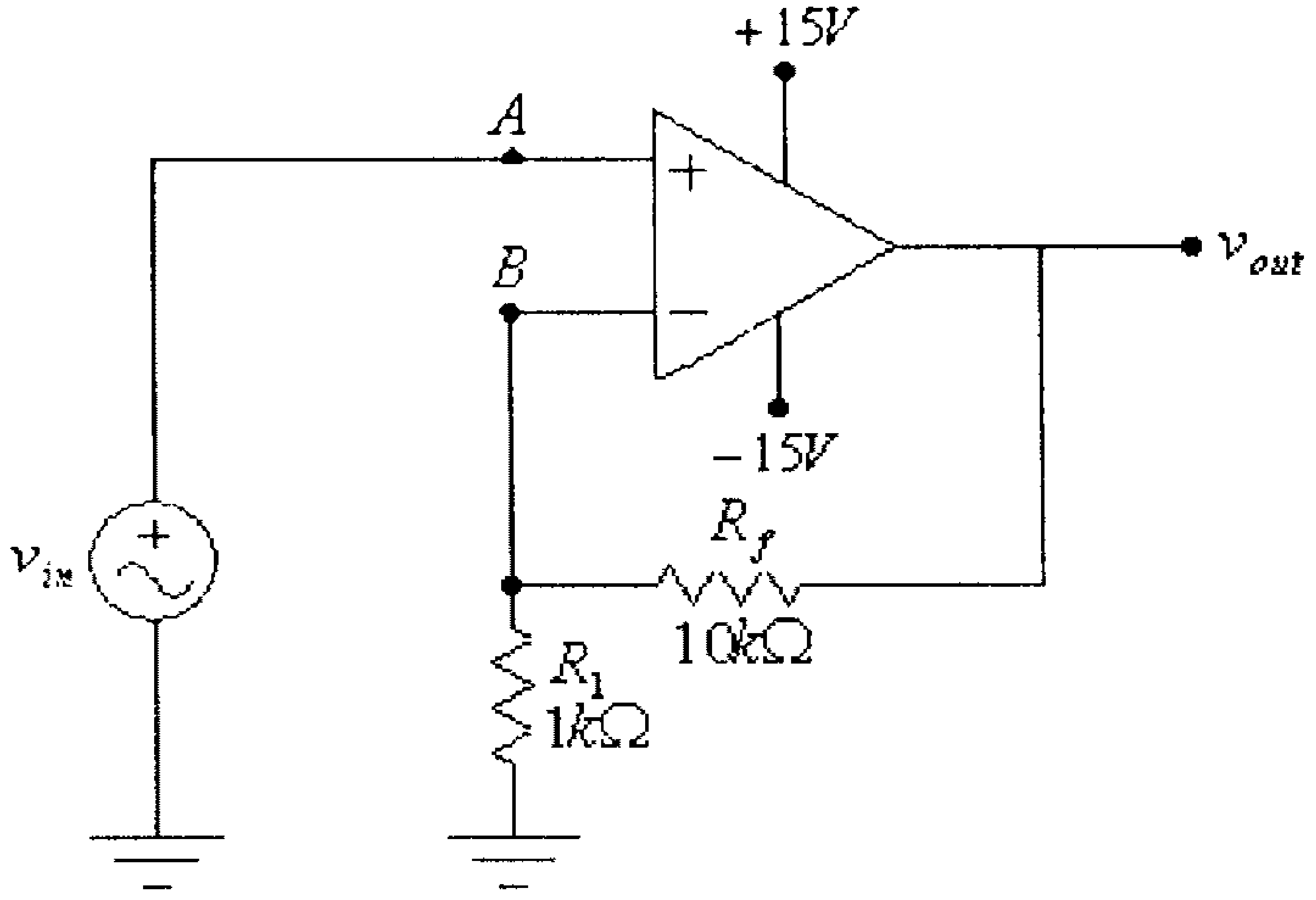
ومما تجب الإشارة اليه أن الفولطية المخرجية لمضخم العمليات لا يمكن أن تتجاوز فولطيات التغذية له، ففي المثال التالي لا يمكن أن تتجاوز الفولطيـــة المخرجية القيمتين $+15V$ و $-15V$.

مثال (6):

للدائرة التالية، أرسم موجة الفولطية المخرجية، عند:

أ) $v_{in} = 0.5\sin(\omega t)$

ب) $v_{in} = 2\sin(\omega t)$



شكل (16)

الحل: في هذه الدائرة

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{10k\Omega}{1k\Omega} = 11$$

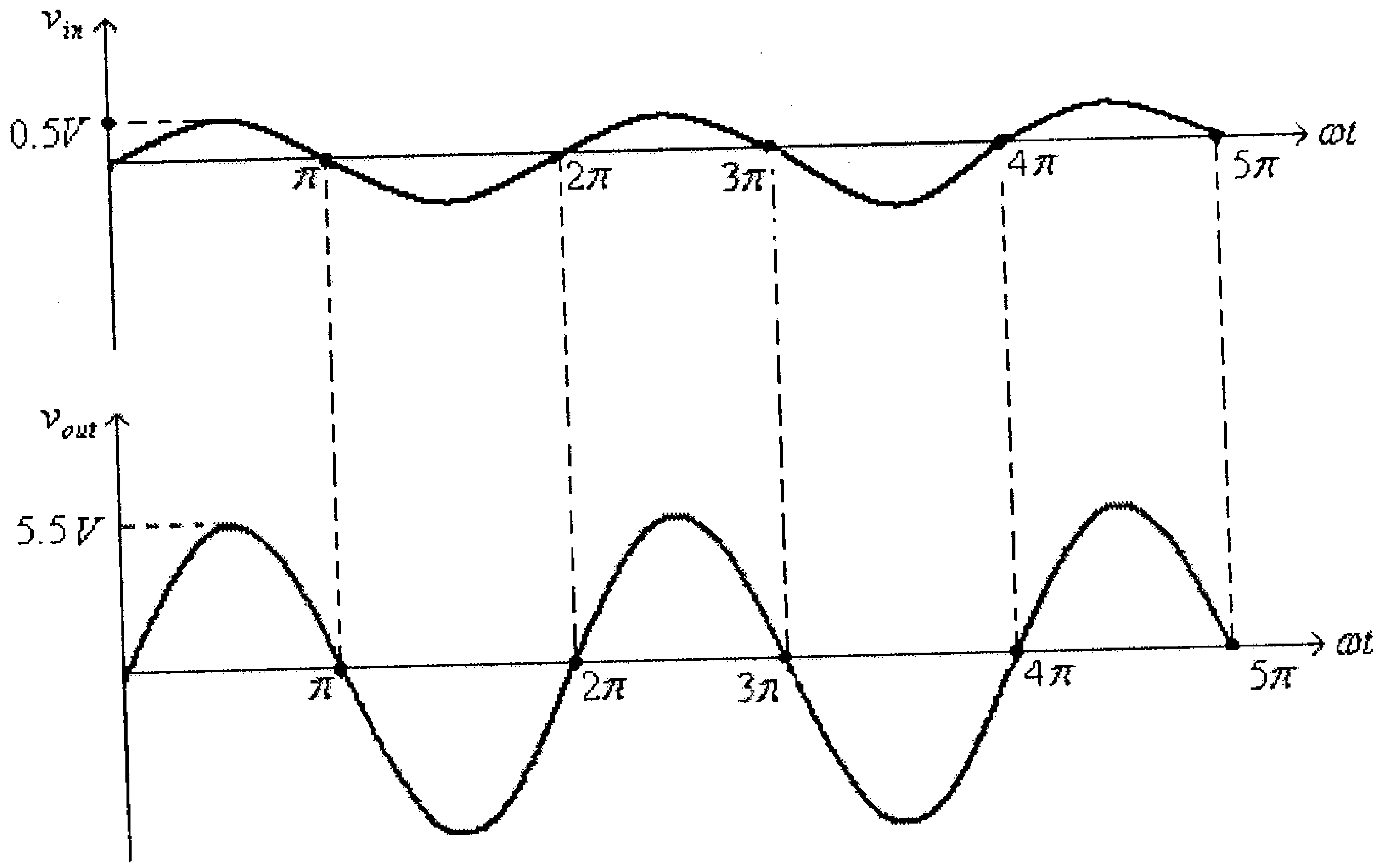
أي أن:

$$v_{out} = A_V . v_{in}$$

أ) عند $v_{in} = 0.5\sin(\omega t)$ ، فإن:

$$v_{out} = 11x0.5\sin(\omega t) = 5.5\sin(\omega t)$$

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المدخلية والمخرجية.



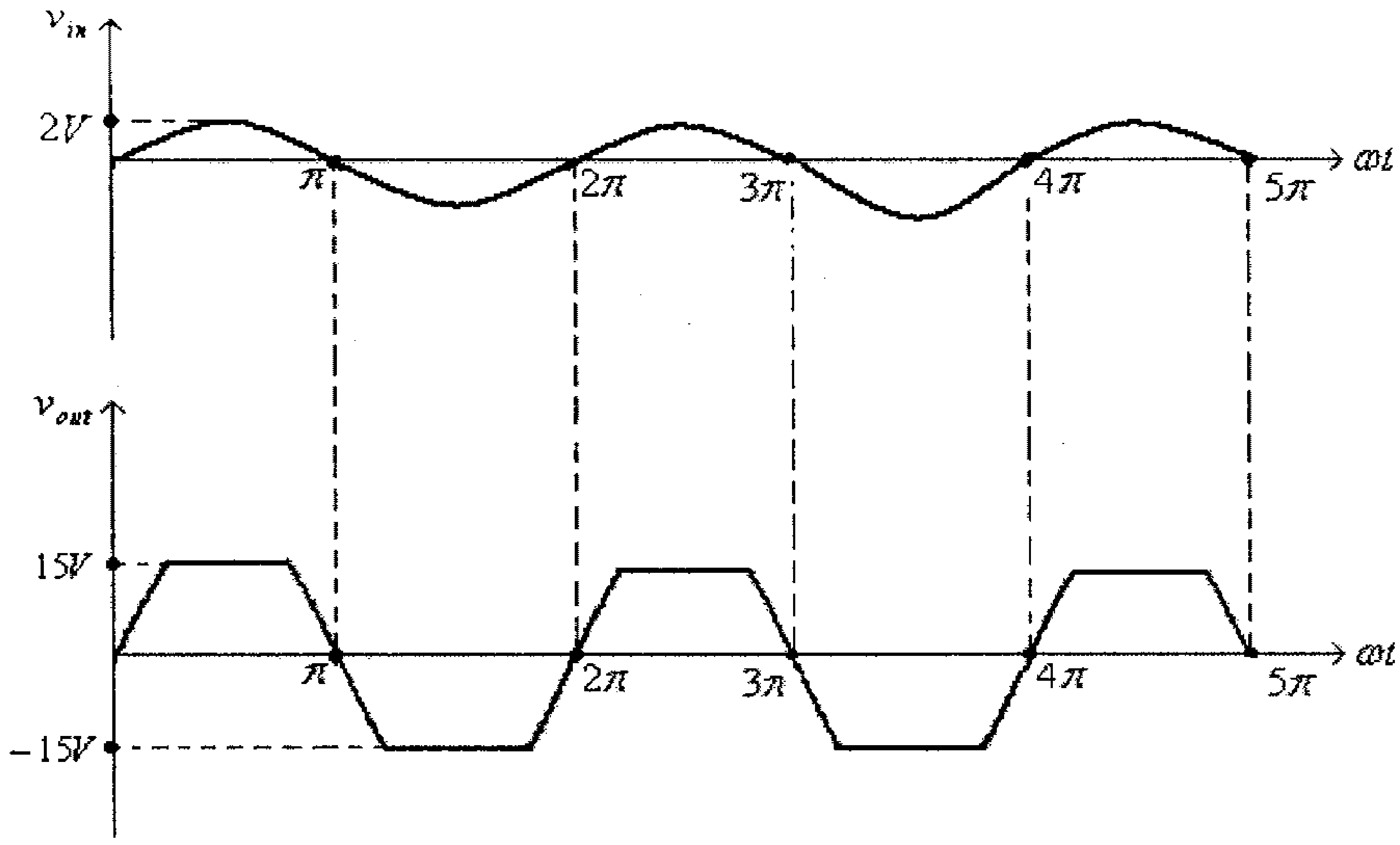
شكل (17)

ب) عند $v_{in} = 2\sin(\omega t)$ ، فإن:

$$v_{out} = 11x2\sin(\omega t) = 22\sin(\omega t)$$

لكن، وكما ذُكر سابقاً، فإن قيمة الفولطية المخرجية لا يمكن أن تتجاوز فولطيات التغذية لمضخم العمليات وهي لمضخم العمليات المُستخدم في هذه الدائرة $+15V$ و $-15V$.

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المدخلية والمخرجية.



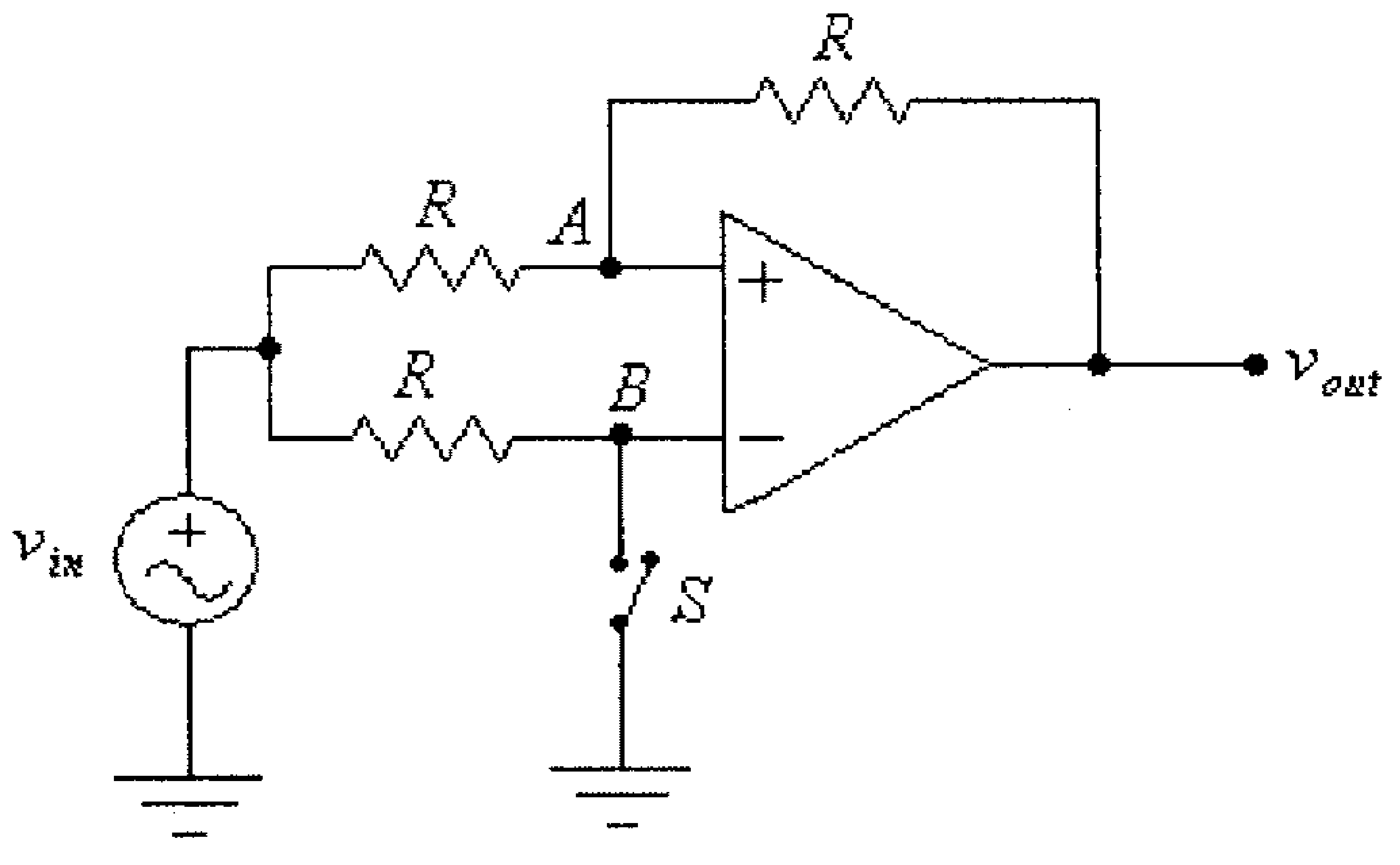
شكل (18)

مثال (7):

للدائرة التالية، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية A_V :

أ) في حالة كون المفتاح S مفتوحاً.

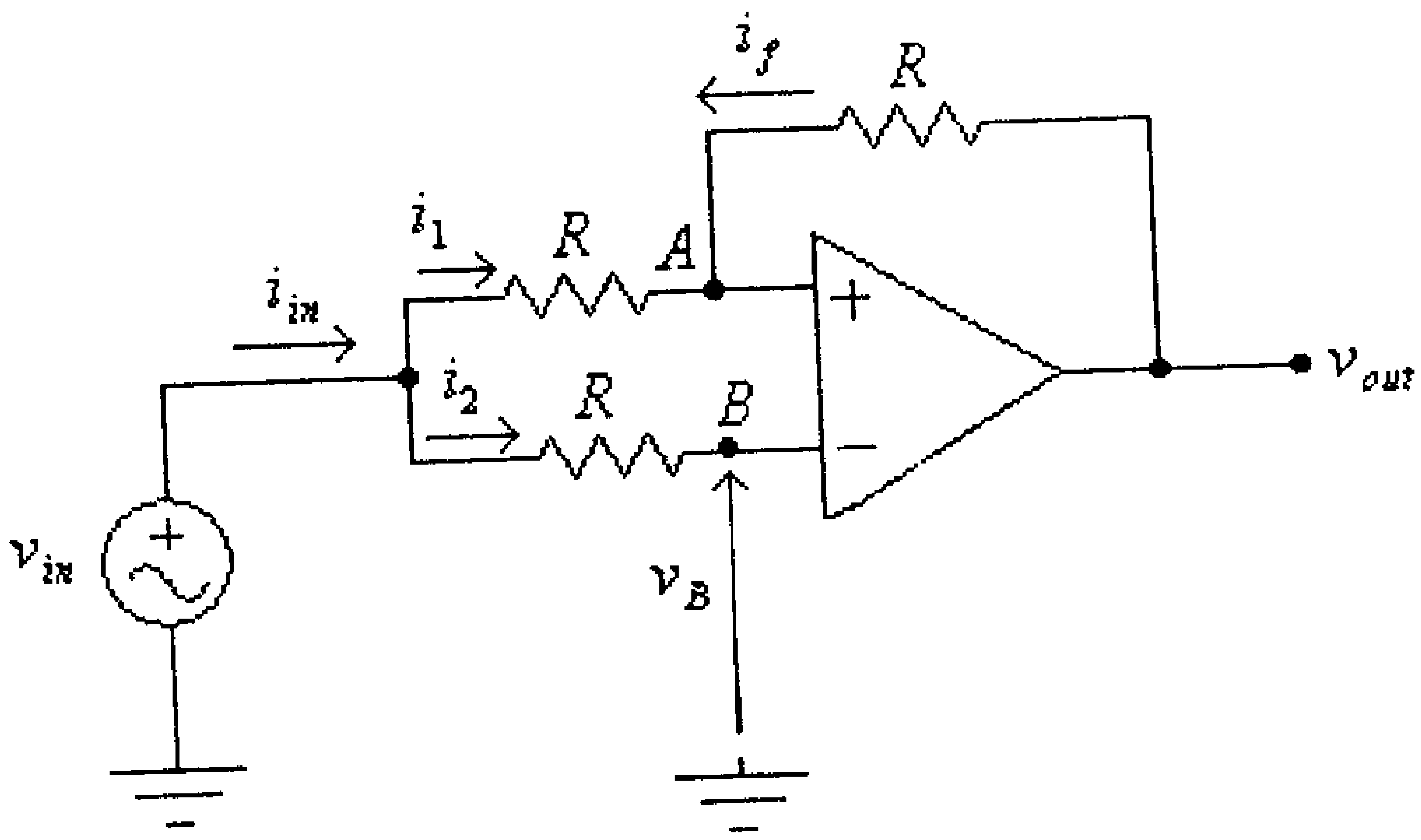
ب) وفي حالة كون المفتاح S مغلقاً.



شكل (19)

الحل:

أ) في حالة كون المفتاح S مفتوحاً، تصبح الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (20)

في هذه الدائرة:

وكذلك:

$$i_2 = 0A$$

ولكن:

$$v_B = v_{in} - i_2.R = v_{in}$$

أي أن:

$$v_A = v_B$$

وكذلك:

$$v_A = v_{in} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \; (1)$$

أي أن:

$$i_1 = -i_f$$

$$\frac{v_{in} - v_A}{R} = -\frac{v_{out} - v_A}{R} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \; (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد أن:

$$0 = -\frac{v_{out} - v_{in}}{R}$$

ومنها:

$$v_{out} = v_{in}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1$$

لاحظ في هذه الدائرة كذلك أن:

$$i_1 = \frac{v_{in} - v_A}{R} = \frac{v_{in} - v_{in}}{R} = 0$$

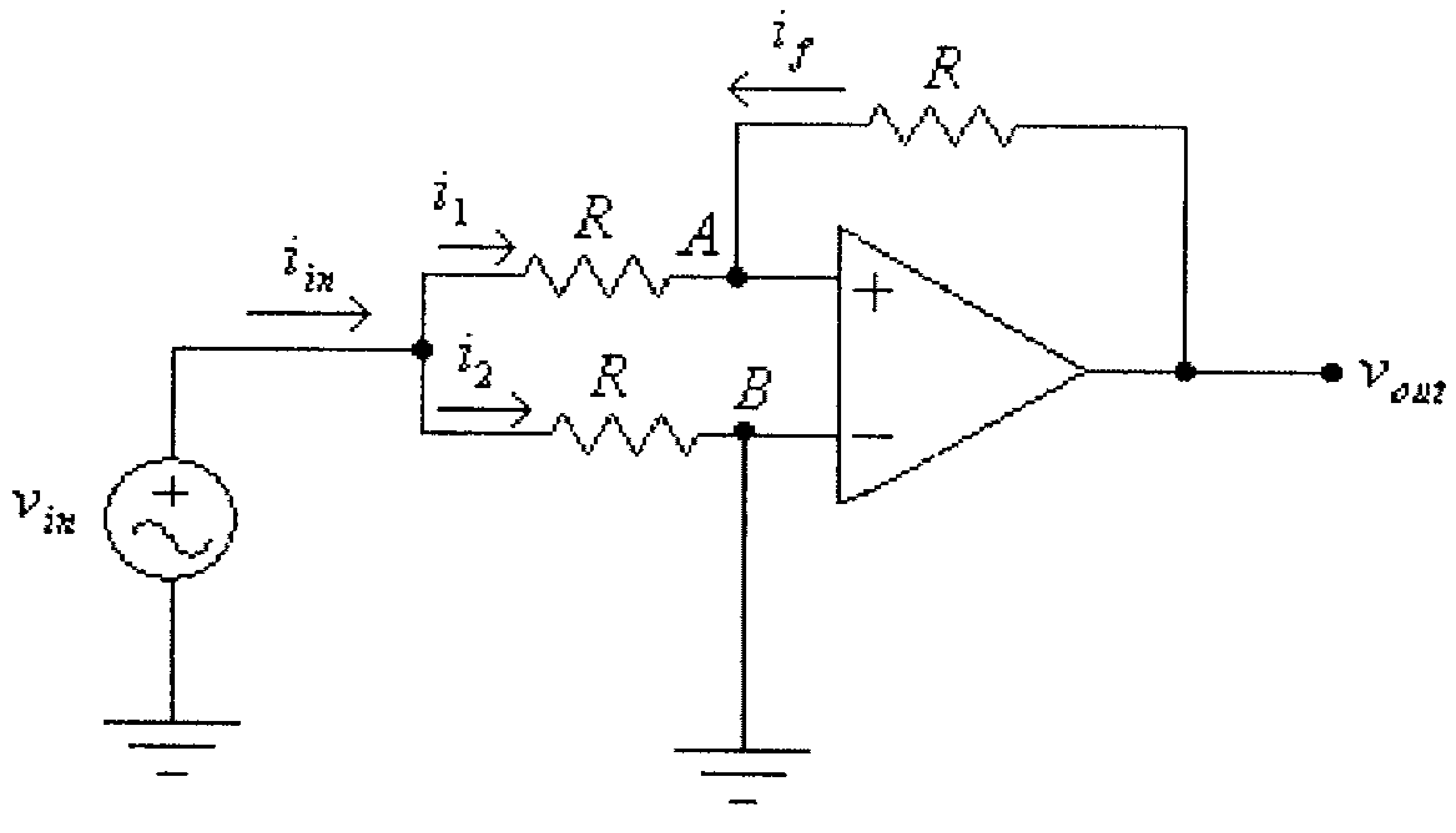
أي أن:

$$i_{in} = i_1 + i_2 = 0A$$

وبالتالي، فإن الممانعة المدخلية تساوي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \infty\Omega$$

ب) في حالة كون المفتاح S مغلقاً، تصبح الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (21)

في هذه الدائرة:

$$v_B = 0$$

ولكن:

$$v_A = v_B$$

أي أن:

$$v_A = 0 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

وكذلك:

$$i_1 = -i_f$$

أي أن:

$$\frac{v_{in} - v_A}{R} = -\frac{v_{out} - v_A}{R} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد:

$$\frac{v_{in}}{R} = -\frac{v_{out}}{R}$$

ومنها:

$$v_{out} = -v_{in}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -1$$

لاحظ في هذه الدائرة كذلك، أن:

$$i_1 = \frac{v_{in} - v_A}{R} = \frac{v_{in}}{R}$$

وكذلك:

$$i_2 = \frac{v_{in} - v_B}{R} = \frac{v_{in}}{R}$$

أي أن:

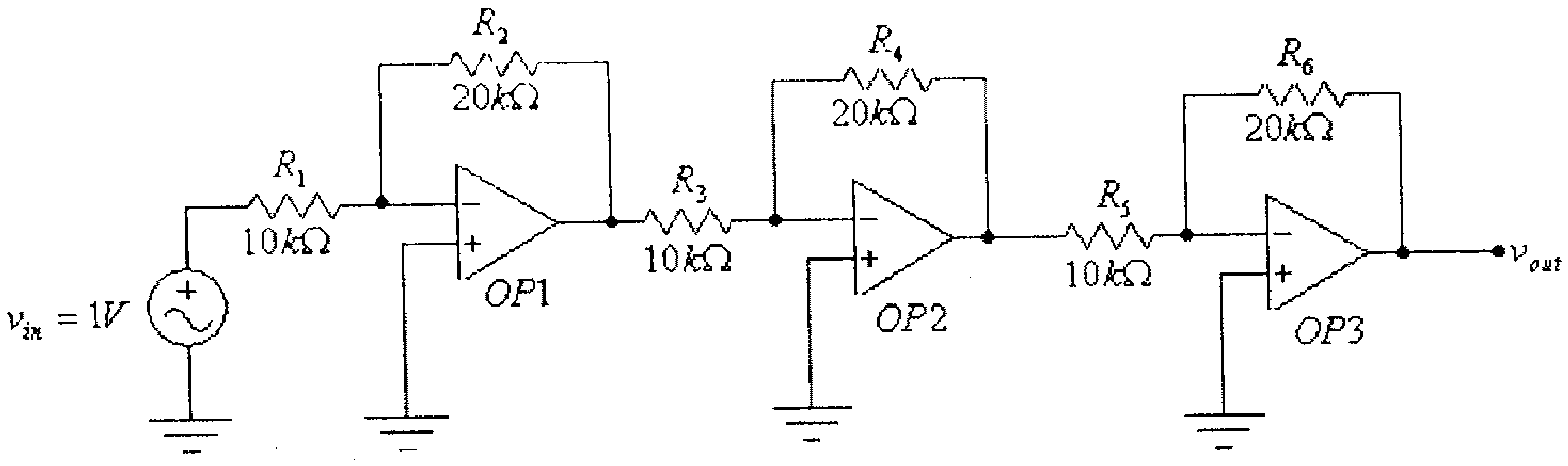
$$i_{in} = i_1 + i_2 = \frac{2v_{in}}{R}$$

وبالتالي، فإن الممانعة المدخلية تساوي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{v_{in}}{\frac{2v_{in}}{R}} = \frac{R}{2}$$

مثال (8):

في الدائرة التالية، أوجد قيمة الفولطية المخرجية v_{out}.



شكل (22)

الحل:

لاحظ أن هذه الدائرة تتكون من ثلاث مراحل تضخيم متشابهة وموصولة على التسلسل.

معامل تضخيم الفولطية لكل من مراحل التضخيم الثلاث هو:

$$A_{V1} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{20k\Omega}{10k\Omega} = -2$$

وبالتالي فإن معامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة يساوي:

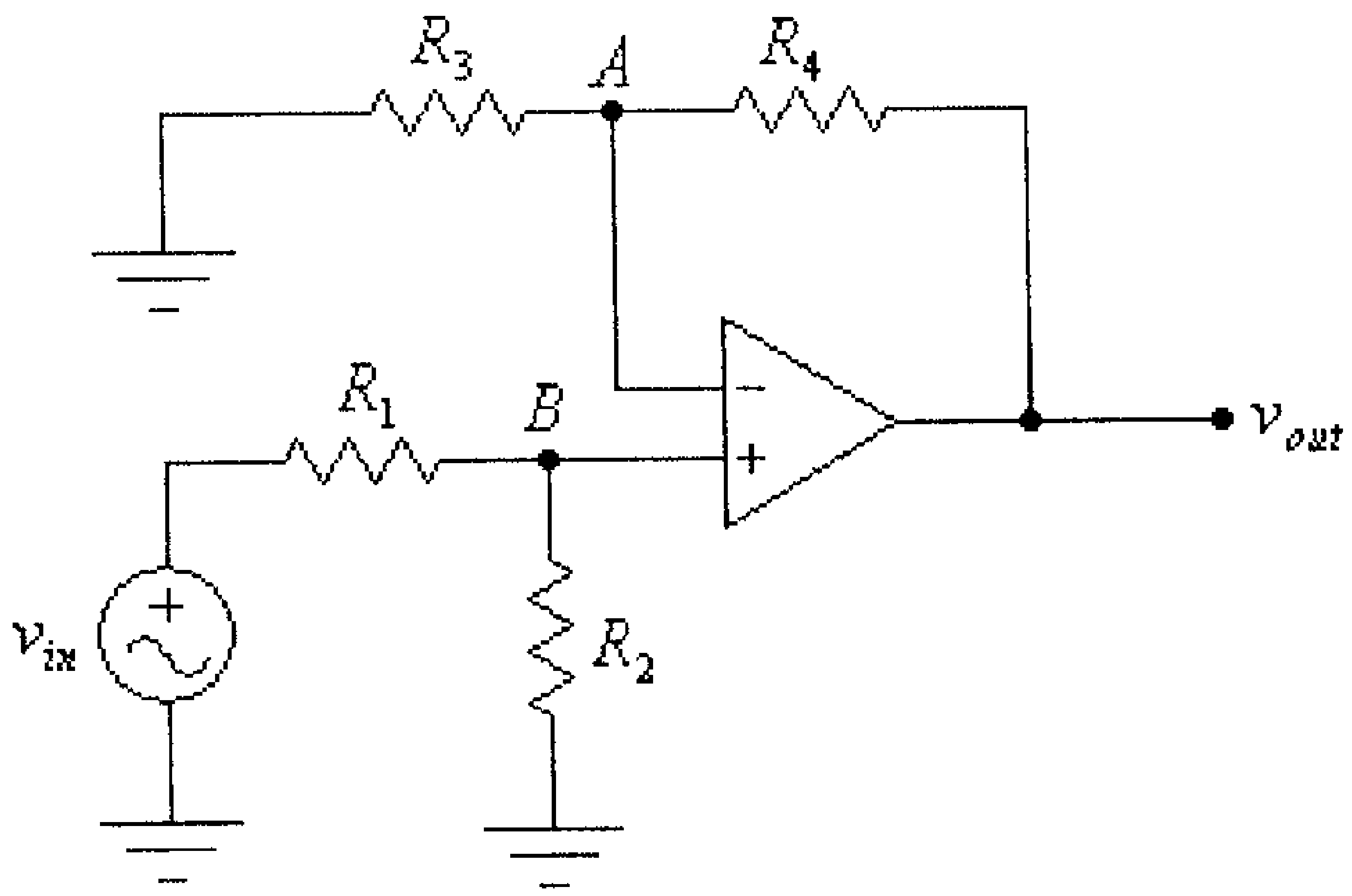
$$A_V = (A_{V1})^3 = (-2)^3 = -8$$

وقيمة الفولطية المخرجية هي:

$$v_{out} = A_V . v_{in} = (-8).(1V) = -8V$$

مثال (9):

أوجد معامل تضخيم الفولطية للدائرة التالية.



شكل (23)

الحل: في هذه الدائرة:

$$v_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in}$$

ولكن:

$$v_A = v_B$$

أي أن:

$$v_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \ (1)$$

وللنقطة A ، فإن:

$$\frac{v_A}{R_3} = \frac{v_{out} - v_A}{R_4}$$

ومنها:

$$v_A.R_4 = R_3.(v_{out} - v_A)$$

أي أن:

$$v_{out} = \frac{v_A.(R_3 + R_4)}{R_3} = v_A.(1 + \frac{R_4}{R_3}) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

بتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد:

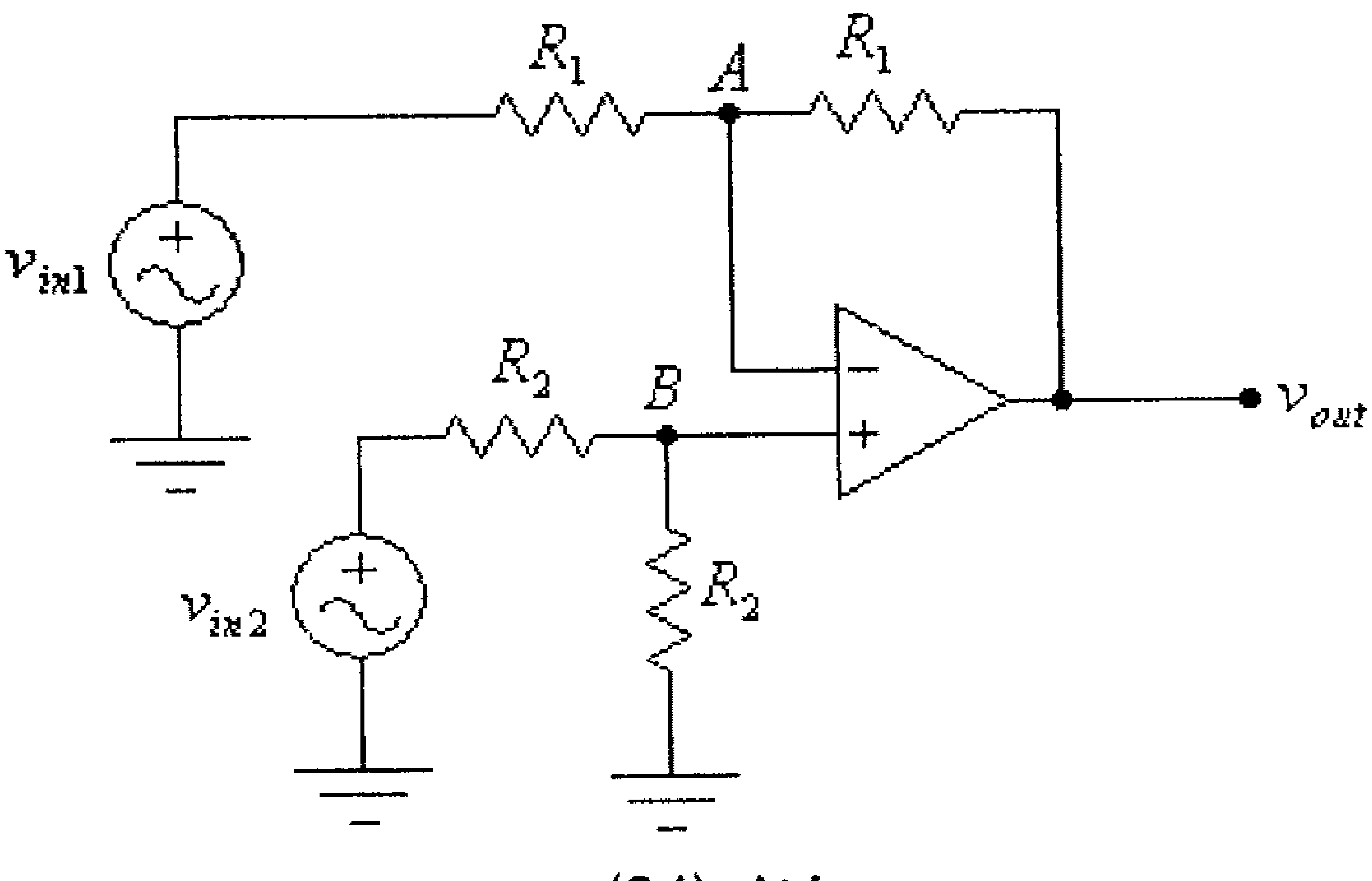
$$v_{out} = (\frac{R_2}{R_1 + R_2}).(1 + \frac{R_4}{R_3}).v_{in}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = (\frac{R_2}{R_1 + R_2}).(1 + \frac{R_4}{R_3})$$

مثال (10):

للدائرة التالية، أوجد العلاقة بين الفولطية المخرجية v_{out} والفـولطيتين المدخليتين v_{in1} و v_{in2}.



شكل (24)

الحل: في هذه الدائرة:

$$v_B = \frac{R_2 . v_{in2}}{R_2 + R_2} = \frac{v_{in2}}{2}$$

ولكن:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A = \frac{v_{in2}}{2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

وللنقطة A :

$$\frac{v_{in1} - v_A}{R_1} = -\frac{v_{out} - v_A}{R_1}$$

ومنها:

$$v_{in1} - v_A = -(v_{out} - v_A)$$

أي أن:

$$v_{out} = 2v_A - v_{in1} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

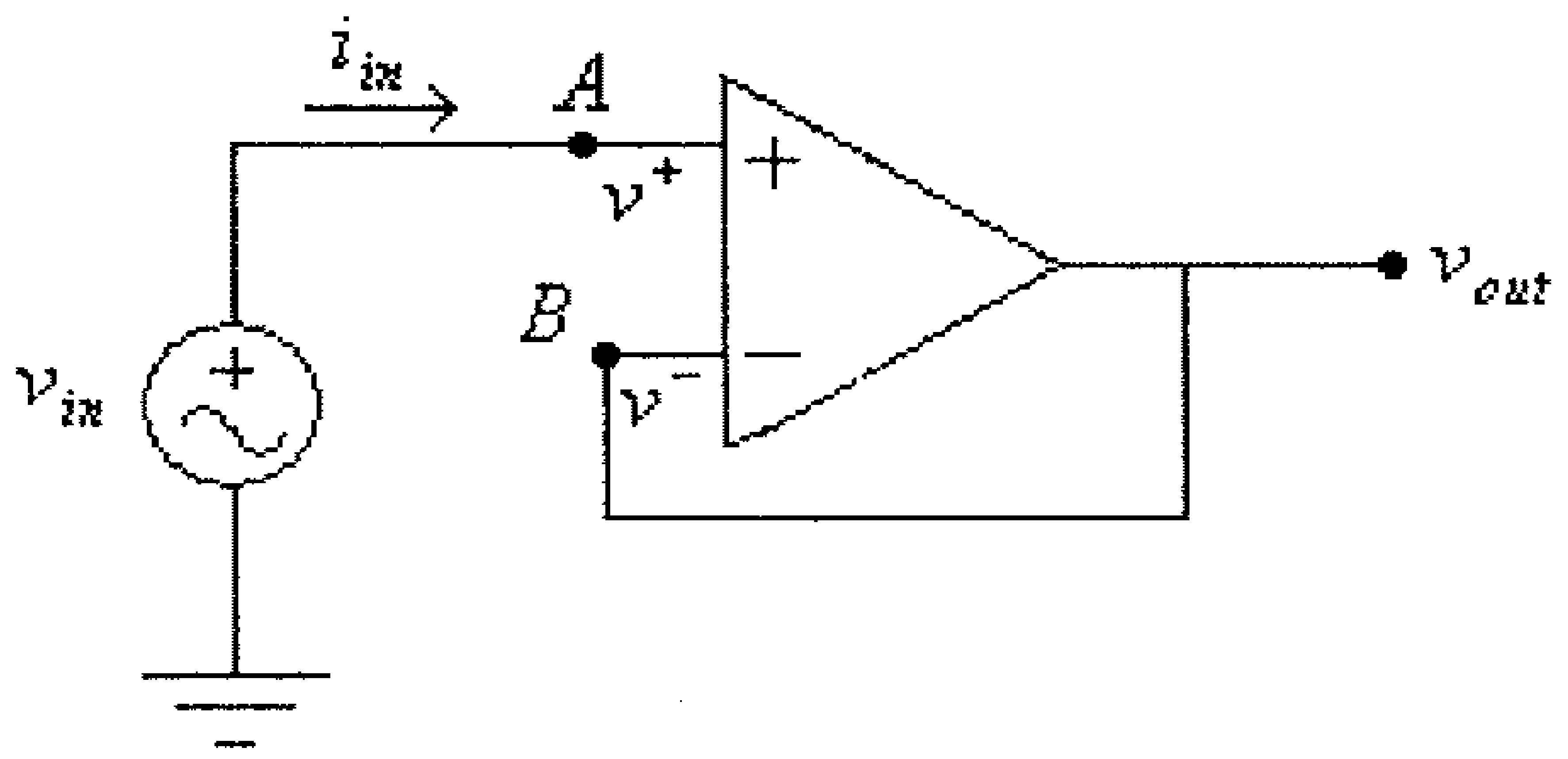
وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد أن:

$$v_{out} = v_{in2} - v_{in1}$$

لاحظ أن هذه الدائرة يمكن إستخدامها لإيجاد الفرق بين إشارتين مدخليتين.

7.6 تابع الفولطية (Voltage Follower)

في هذا الدائرة يتم تغذية الإشارة المدخلية الى المدخل غير العاكس (non-inverting input) لمضخم العمليات ويتم توصيل المدخل العاكس (inverting input) مع المخرج مباشرة، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (25)

في هذه الدائرة:

$$v_{in} = v_A$$

$$v_{out} = v_B$$

ولكن:

$$v_A = v_B$$

أي أن:

$$v_{in} = v_{out}$$

وبالتالي فإن:

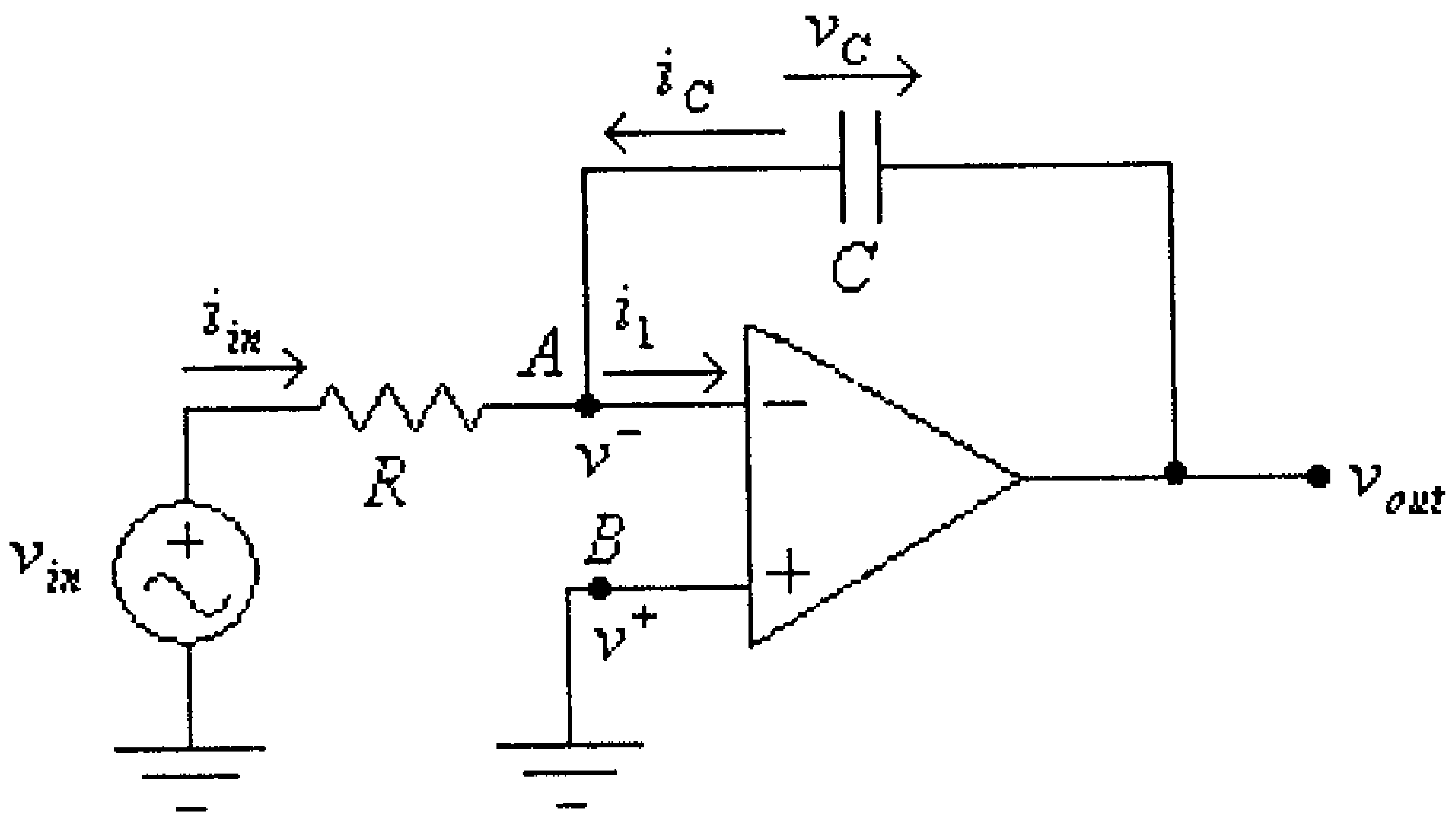
$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1$$

لاحظ أن هذه الدائرة لا تقدم أي تضخيم للفولطية ولكن ممانعتها المدخلية عالية جداً، وهي شبيهة بعملها لتابع الباعث (emitter-follower) في الترانزيستورات ثنائية القطبيه أو تابع المصدر (source-follower) في ترانزيستورات تأثير المجال.

7.7 المُكامل (Integrator)

يُستخدم المكامل (integrator) لإنتاج إشارة مخرجية قيمتها تساوي تكامل الإشارة المدخلية.

الشكل التالي يبين دائرة مُكامل.



شكل (26)

لاحظ في هذه الدائرة أن المكثف C يشكل دائرة التغذية الراجعة السالبة وهو موصول بين المخرج والمدخل العاكس لمضخم العمليات.

في هذه الدائرة:

$$i_{in} + i_C - i_1 = 0$$

ولكن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$i_{in} + i_C = 0$$

ومنها:

$$i_{in} = -i_C \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

وكذلك:

$$v_B = 0$$

و:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A = v_B = 0 \text{ .... } (2)$$

و:

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_A}{R} = \frac{v_{in}}{R} \text{ .... } (3)$$

من المعادلتين (1) و (3)، نجد أن:

$$i_C = -\frac{v_{in}}{R} \text{ .... } (4)$$

وكذلك:

$$v_{out} - v_C + v_A = 0$$

ولكن:

$$v_A = v_B = 0$$

أي أن:

$$v_{out} = v_C \text{ .... } (5)$$

ولكن:

$$v_C = \frac{1}{C}\int i_C .dt \text{ ....} (6)$$

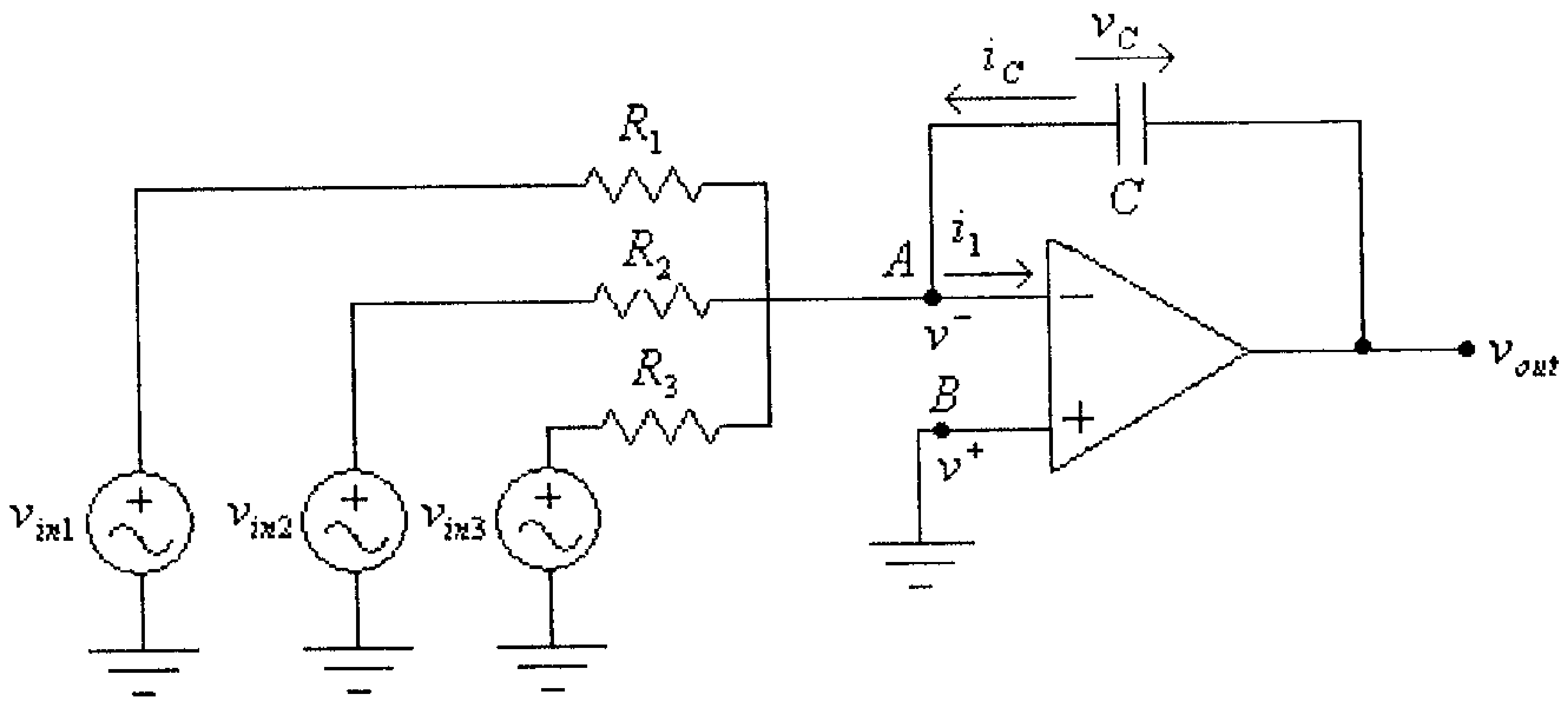
وبتعويض المعادلة (4) في هذه المعادلة، نجد أن:

$$v_C = -\frac{1}{C}\int \frac{v_{in}}{R} .dt = -\frac{1}{RC}\int v_{in} .dt \text{ .... } (7)$$

وبتعويض هذه المعادلة في المعادلة (5)، فإن:

$$v_{out} = -\frac{1}{RC}\int v_{in}.dt$$

ويمكن توصيل أكثر من مدخل مع دائرة المُكامل وذلك كما في الشكل التالي.



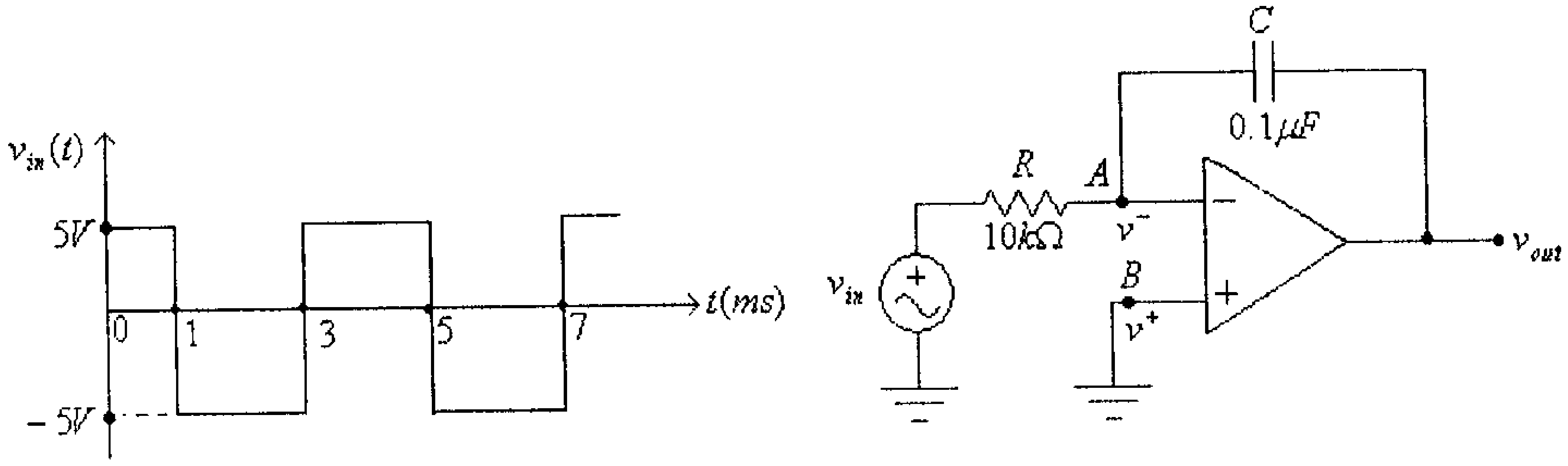
شكل (27)

في هذه الدائرة:

$$v_{out} = -\left(\frac{1}{R_1C}\int v_{in1}.dt + \frac{1}{R_2C}\int v_{in2}.dt + \frac{1}{R_3C}\int v_{in3}.dt\right)$$

مثال (11):

لدائرة المكامل والإشارة المدخلية المبينة في الشكل التالي، ارسم موجة الفولطية المخرجية.



شكل (28)

الحل: في هذه الدائرة:

$$v_{out} = -\frac{1}{RC}\int v_{in}.dt = -\frac{1}{(10x10^3)(0.1x10^{-6})}\int v_{in}.dt = -1000\int v_{in}.dt$$

في الفترة من $t = 0ms$ الى $t = 1ms$:

$$v_{in}(t) = 5V$$

أي أن:

$$v_{out} = -1000\int_0^t v_{in}.dt = -1000\int_0^t 5dt = -5000.t$$

أي أنه، عند $t = 0ms$ ، فإن:

$$v_{out}(0) = -5000(0) = 0V$$

وعند $t = 1ms$ ، فإن:

$$v_{out}(1ms) = -5000(1x10^{-3}) = -5V$$

في الفترة من $t = 1ms$ الى $t = 3ms$:

$$v_{in}(t) = -5V$$

أي أن:

$$v_{out} = -1000\int_{1ms}^t v_{in}.dt = -1000\int_{1ms}^t (-5)dt = 5000.(t-1ms) + v_{out}(1ms)$$

$$= 5000.(t-1ms) - 5$$

أي أنه، عند $t = 1ms$ ، فإن:

$$v_{out}(1ms) = -5V$$

وعند $t = 3ms$، فإن:

$$v_{out}(3ms) = 5000(3x10^{-3} - 1x10^{-3}) - 5 = 5V$$

في الفترة من $t = 3ms$ الى $t = 5ms$:

$$v_{in}(t) = 5V$$

أي أن:

$$v_{out} = -1000\int_{3ms}^{t} v_{in}.dt = -1000\int_{3ms}^{t} 5dt = -5000.(t - 3ms) + v_{out}(3ms)$$
$$= -5000.(t - 3ms) + 5$$

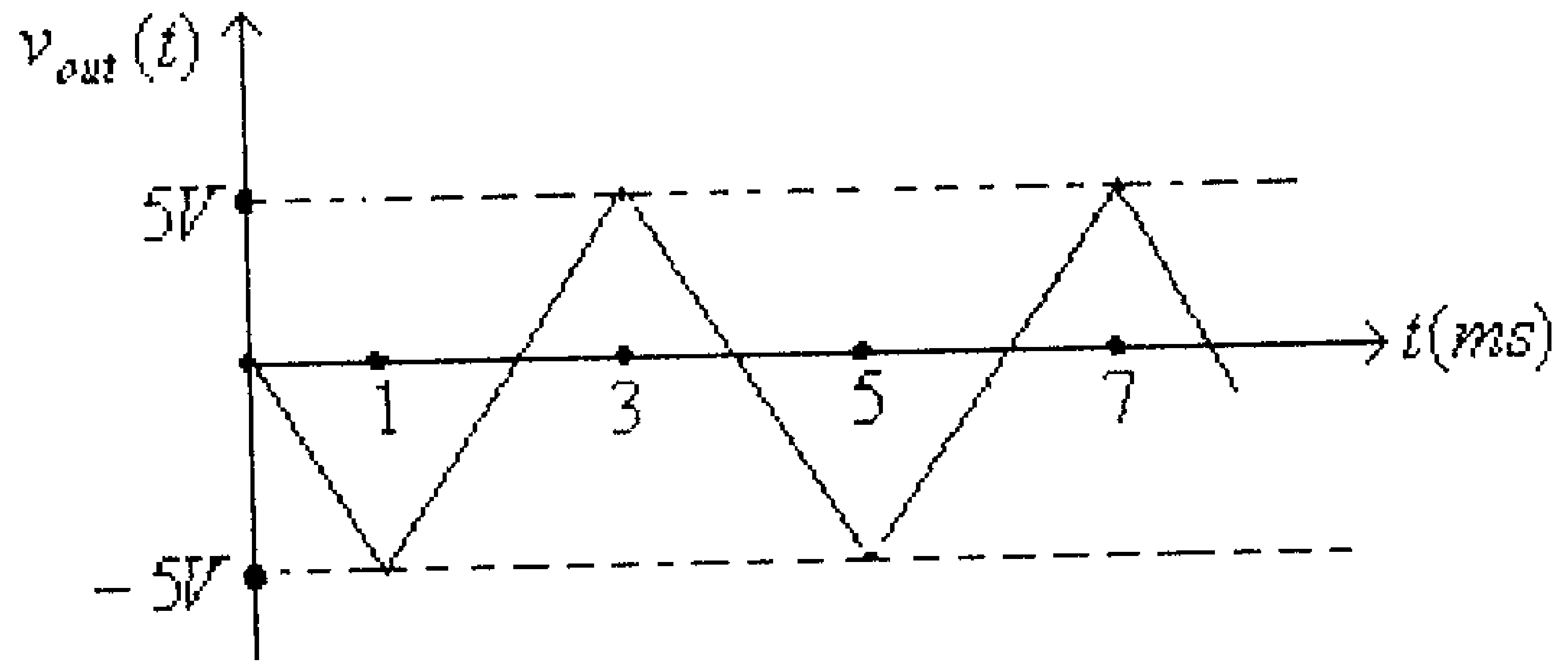
أي أنه، عند $t = 3ms$، فإن:

$$v_{out}(3ms) = 5V$$

وعند $t = 5ms$، فإن:

$$v_{out}(5ms) = -5000(5x10^{-3} - 3x10^{-3}) + 5 = -5V$$

وهكذا لباقي الفترات. وبالتالي فإن موجة الفولطية المخرجية هي كما في الشكل التالي.

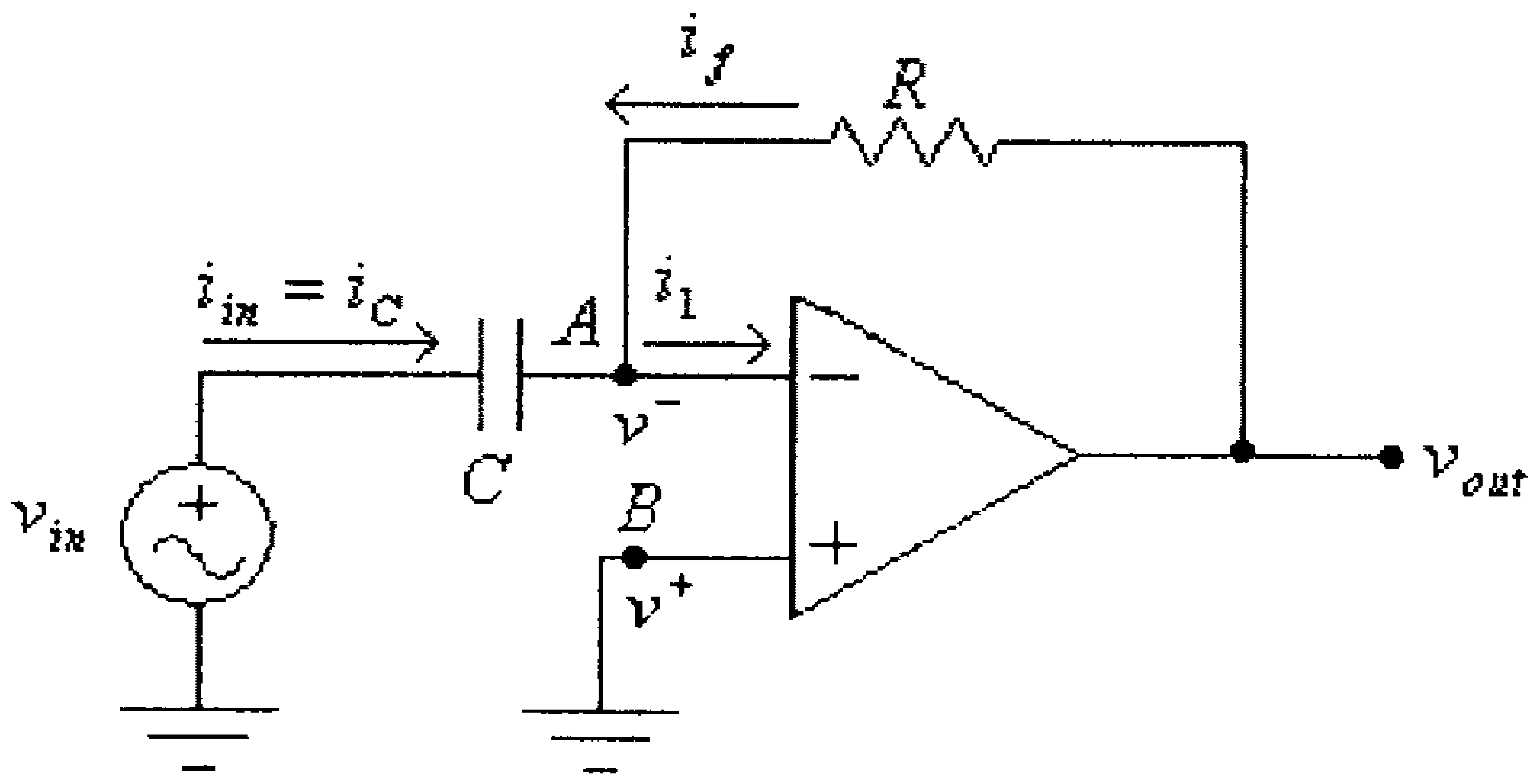


شكل (29)

7.8 المُفاضل (Differentiator)

يُستخدم المُفاضل (differentiator) لإنتاج إشـــارة مخرجيـــة قيمتهـــا تساوي مشتقة (تفاضل) الإشارة المدخلية.

الشكل التالي يبين دائرة مُفاضل.



شكل (30)

لاحظ في هذه الدائرة أن المكثف C موصول بـــين المـــدخل العـــاكس لمضخم العمليات ومصدر الإشارة المدخلية.

في هذه الدائرة:

$$i_{in} = i_C = -i_f \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

وكذلك:

$$v_B = 0$$

و:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A = v_B = 0 \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

و:

$$i_{in} = i_C = C\frac{dv_{in}}{dt} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3)$$

من المعادلتين (1) و (3)، نجد أن:

$$i_f = -C\frac{dv_{in}}{dt} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

وكذلك:

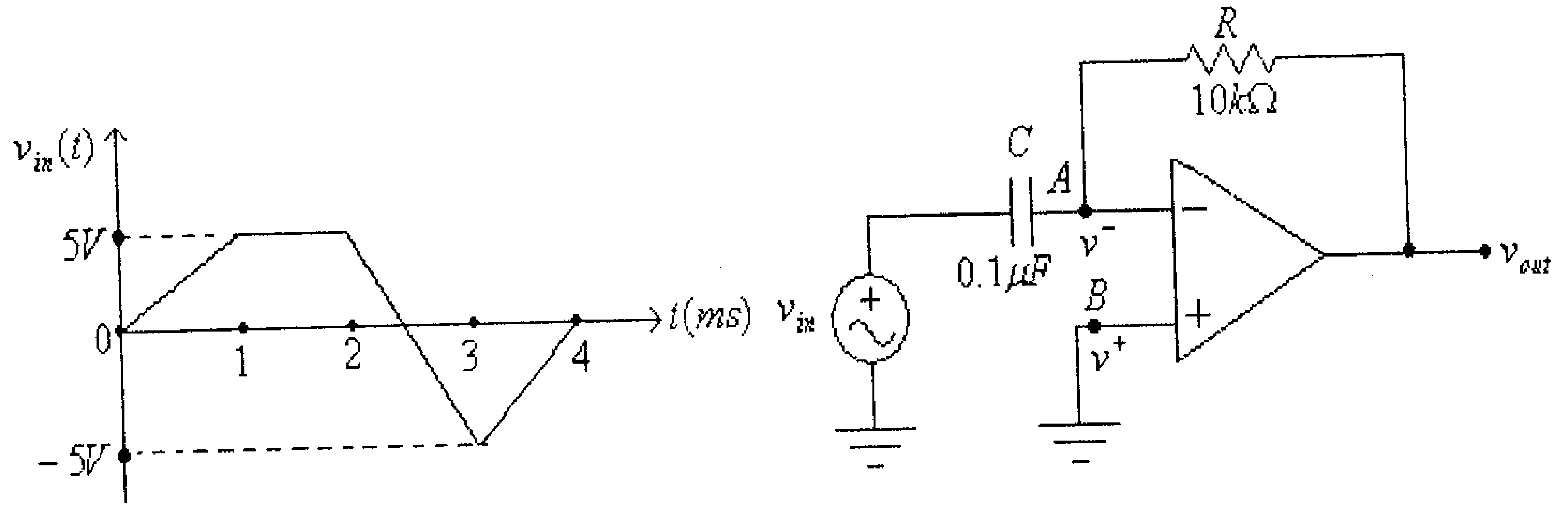
$$v_{out} = i_f.R \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

وبتعويض المعادلة (4) في المعادلة (5)، نجد:

$$v_{out} = -RC\frac{dv_{in}}{dt}$$

مثال (12):

لدائرة المُفاضل والإشارة المدخلية المبينة في الشكل التالي، ارسم موجة الفولطية المخرجية.



شكل (31)

في هذه الدائرة:

$$v_{out} = -RC\frac{dv_{in}}{dt} = -(10x10^3)(0.1x10^{-6})\frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3}\frac{dv_{in}}{dt}$$

في الفترة من $t = 0ms$ الى $t = 1ms$:

$$v_{in}(t) = 5000t$$

أي أن:

$$v_{out} = -10^{-3}\frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3}\frac{d(5000t)}{dt} = -5V$$

في الفترة من $t = 1ms$ الى $t = 2ms$:

$$v_{in}(t) = 5V$$

أي أن:

$$v_{out} = -10^{-3}\frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3}\frac{d(5)}{dt} = 0V$$

في الفترة من $t = 2ms$ الى $t = 3ms$:

$$v_{in}(t) = -10000(t - 2ms) + 5$$

أي أن:

$$v_{out} = -10^{-3}\frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3}\frac{d[-10000(t - 2ms)]}{dt} = 10V$$

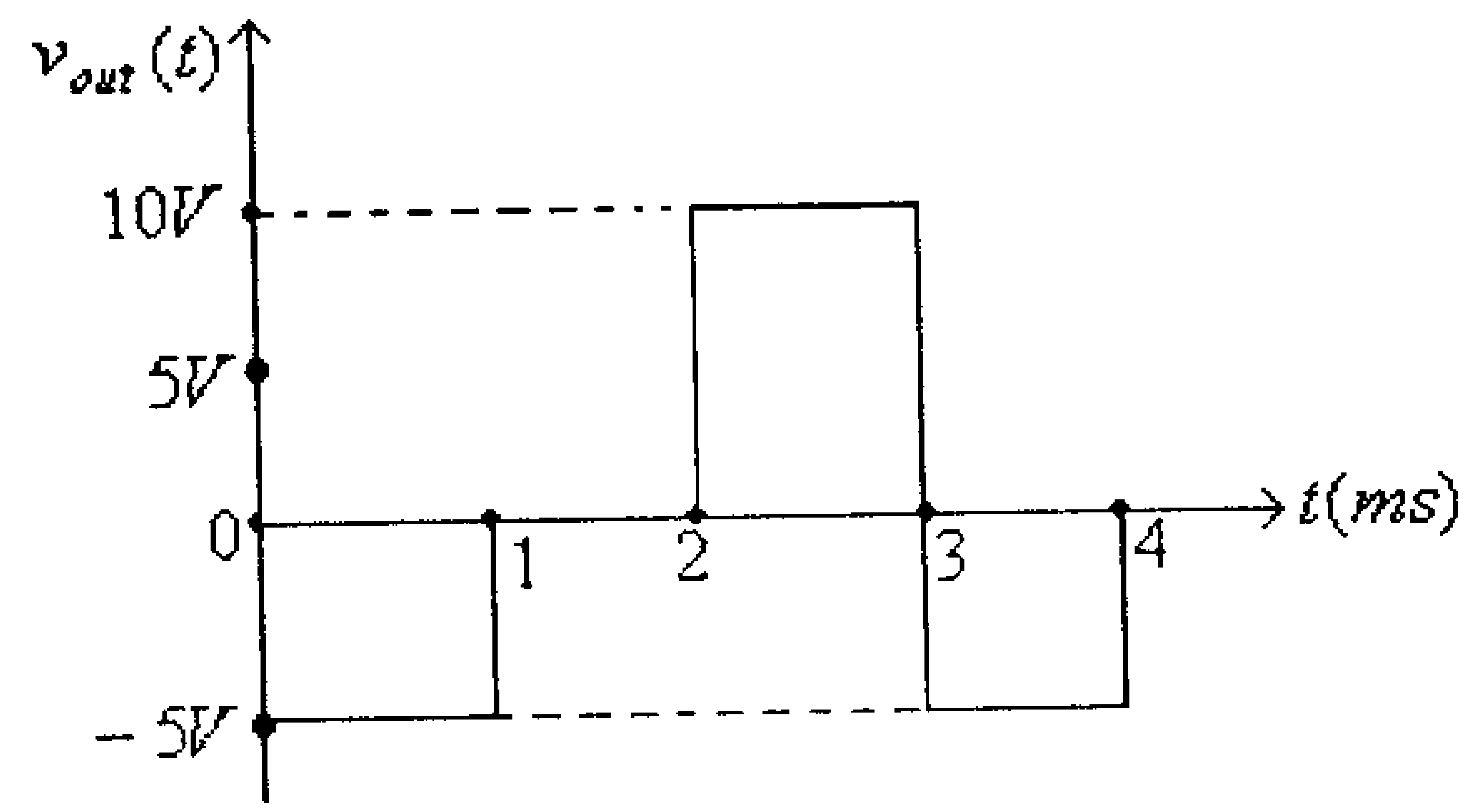
في الفترة من $t = 3ms$ الى $t = 4ms$:

$$v_{in}(t) = 5000(t - 3ms) - 5$$

أي أن:

$$v_{out} = -10^{-3}\frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3}\frac{d[5000(t - 3ms)]}{dt} = -5V$$

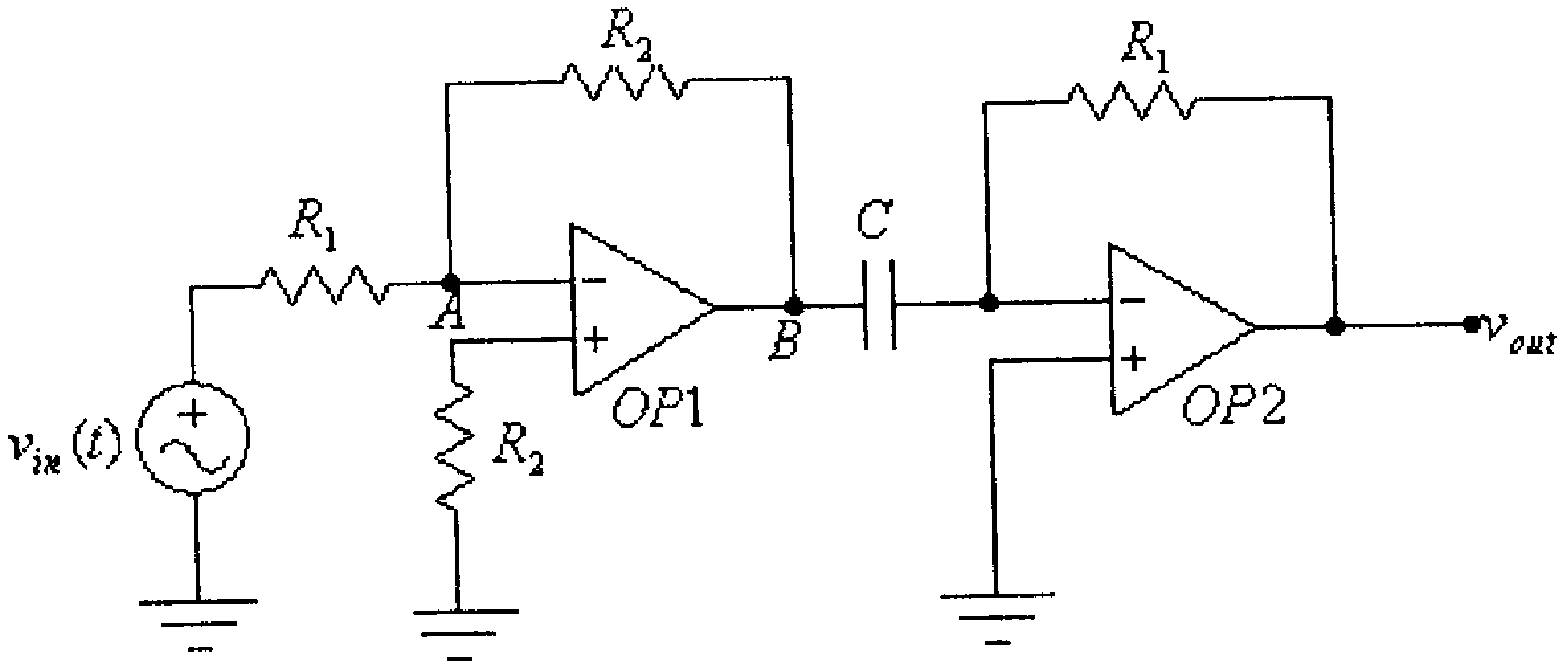
أي أن موجة الفولطية المخرجية هي كما في الشكل التالي.



شكل (32)

مثال (13):

للدائرة التالية، أوجد v_{out}، إذا علمت أن $v_{in}(t) = A.\sin(\omega t)$.



شكل (33)

الحل:

في هذه الدائرة تلاحظ أن مضخم العمليات الأول (OP_1) موصول بدائرة مضخم عاكس لذا فإن:

$$v_B = -\frac{R_2}{R_1}.v_{in}(t) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

مضخم العمليات الثاني (OP_2) موصول بدائرة مفاضل (differentiator)، لذا فإن:

$$v_{out} = -R_1 C \frac{dv_B}{dt} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد ان:

$$v_{out} = R_2 C \frac{dv_{in}(t)}{dt}$$

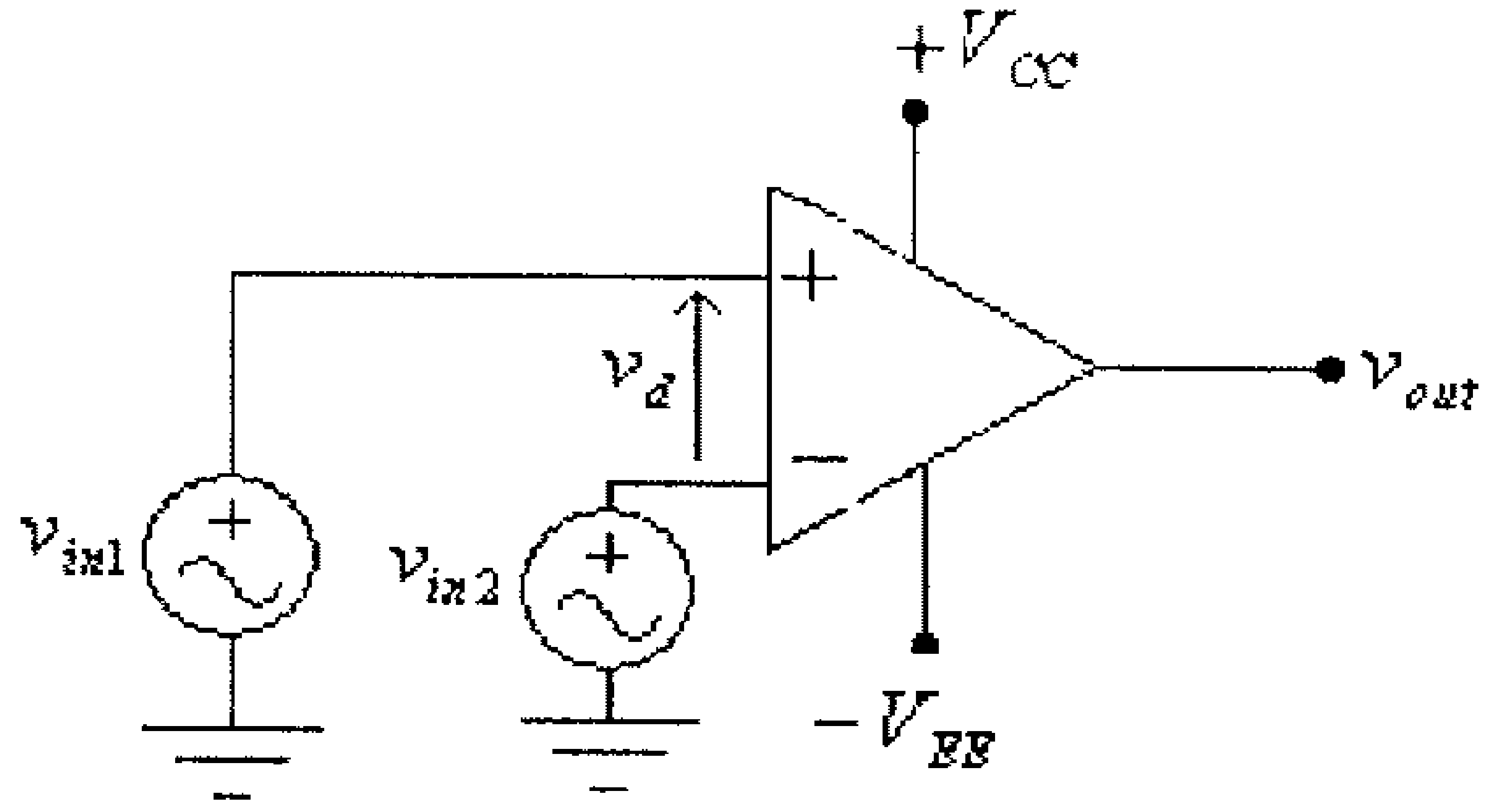
أي أن:

$$v_{out} = R_2 C \frac{d[A.\sin(\omega t)]}{dt} = R_2 C A \omega \cos(\omega t)$$

7.9 المُقارن (Comparator)

يمكن إستخدام مضخم العمليات لمقارنة إشارتين مدخليتين أو لمقارنة إشارة مدخلية مع إشارة مرجعية أو لمقارنة إشارة مدخلية مع الصفر.

الشكل التالي يبين دائرة لمقارنة إشارتين مدخليتين.



شكل (34)

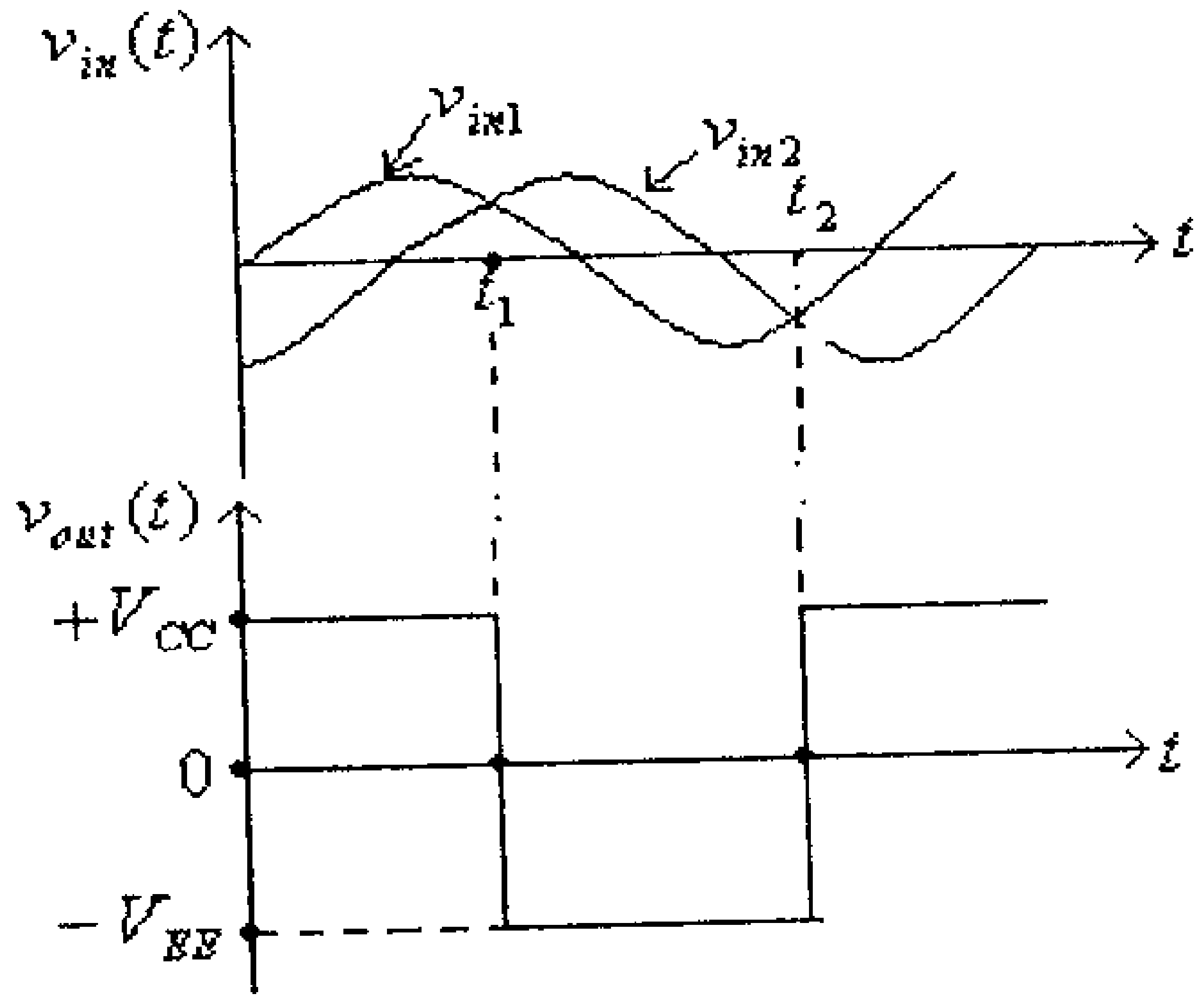
لاحظ في هذه الدائرة عدم وجود دائرة للتغذية الراجعة، لذا فإن معامل التضخيم لهذه الدائرة كبير جداً وهو يساوي مالانهاية لمضخم العمليات المثالي.

ولقد عرفت سابقاً أن العلاقة بين الفولطية المخرجية والفولطيتين المدخليتين لمضخم العمليات هي:

$$v_{out} = A_V (v_{in1} - v_{in2}) = A_V . v_d$$

لذا فعندما تكون $v_{in1} > v_{in2}$ فإن v_{out} تصبح موجبة وتساوي حدها الأعلى وهو جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات $(+V_{CC})$، وعندما تكون $v_{in1} < v_{in2}$ فإن v_{out} تصبح سالبة وتساوي حدها الأدنى وهو جهد التغذية السالب لمضخم العمليات $(-V_{EE})$.

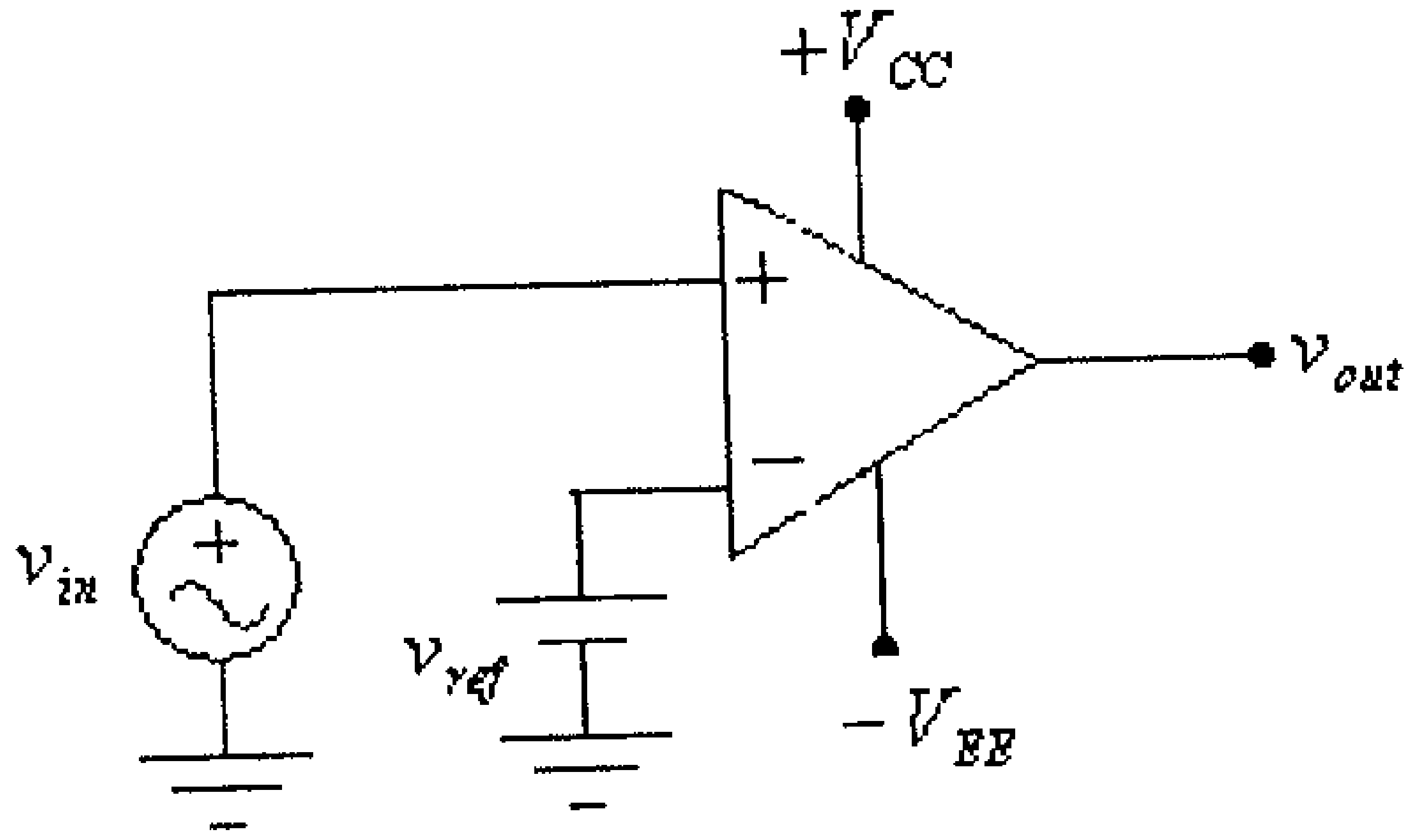
الشكل التالي يبين مثالاً لموجتي فولطية مدخلية وموجة الفولطية الناتجة عنهما للدائرة المبينة في الشكل السابق.



شكل (35)

لاحظ في هذا الشكل أنه في الفترة الزمنية من $t = 0$ الى $t = t_1$ فإن $v_{in1} > v_{in2}$ وبالتالي فإن $v_{out} = +V_{CC}$، أما في الفترة الزمنية من $t = t_1$ الى $t = t_2$ فإن $v_{in1} < v_{in2}$ وبالتالي فإن $v_{out} = -V_{EE}$

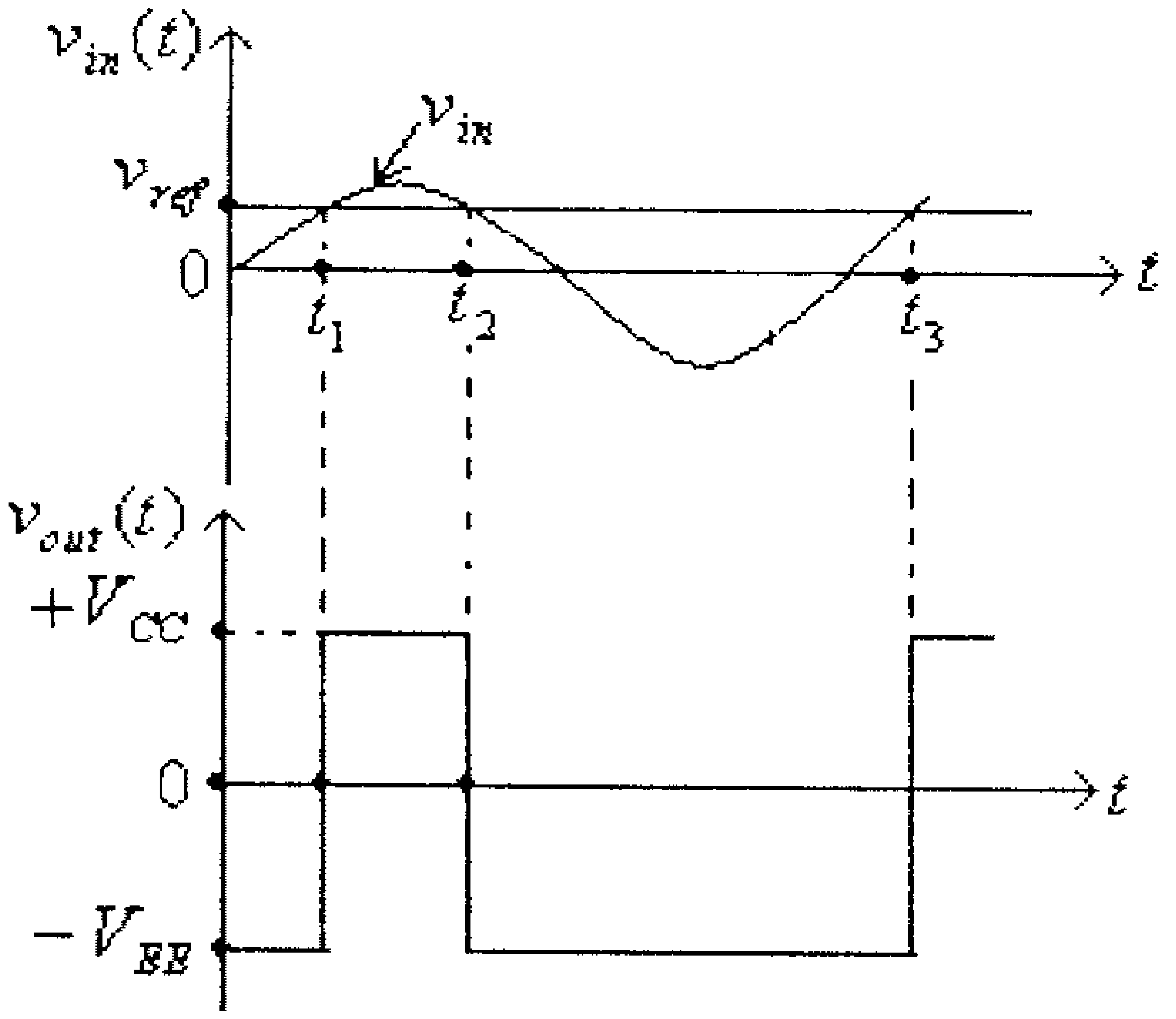
الشكل التالي يبين دائرة لمقارنة إشارة مدخلية (v_{in}) مع إشارة مرجعية (v_{ref}).



شكل (36)

في هذه الدائرة، عندما تكون $v_{in} > v_{ref}$ فإن v_{out} تصبح موجبة وتساوي حدها الأقصى وهو جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات $(+V_{CC})$، وعندما تكون $v_{in} < v_{ref}$ فإن v_{out} تصبح سالبة وتساوي حدها الأدنى وهو جهد التغذية السالب لمضخم العمليات $(-V_{EE})$.

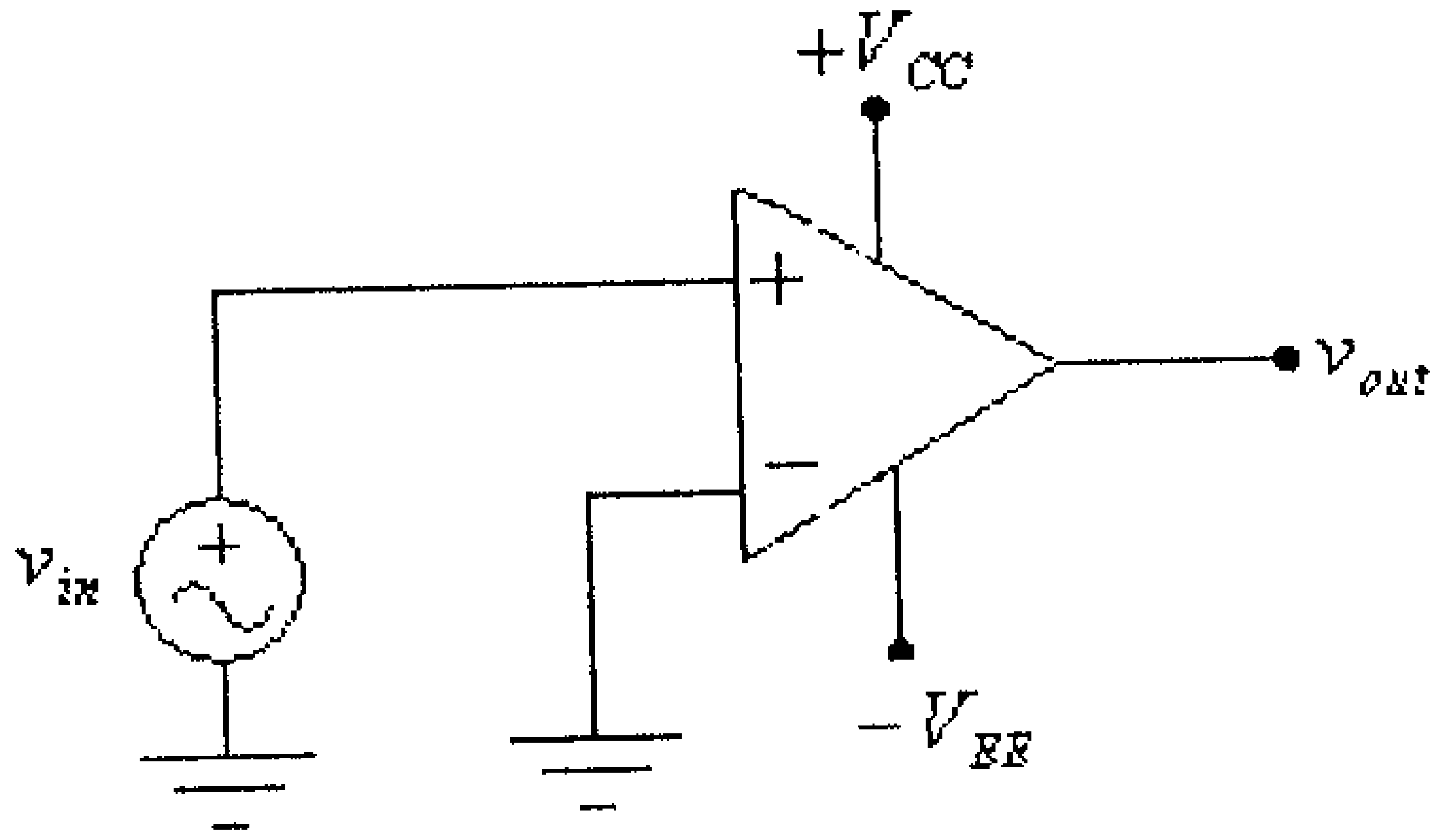
الشكل التالي يبين مثالاً لموجة فولطية مدخلية وموجة الفولطية الناتجة عن مقارنة هذه الفولطية المدخلية مع فولطية مرجعية (v_{ref}).



شكل (37)

لاحظ في هذا الشكل أنه في الفترة الزمنية من $t = 0$ الى $t = t_1$، وكذلك في الفترة الزمنية من $t = t_2$ الى $t = t_3$ فإن $v_{in} < v_{ref}$ وبالتالي فإن $v_{out} = -V_{EE}$، أما في في الفترة الزمنية من $t = t_1$ الى $t = t_2$ فإن $v_{in} > v_{ref}$ وبالتالي فإن $v_{out} = +V_{CC}$

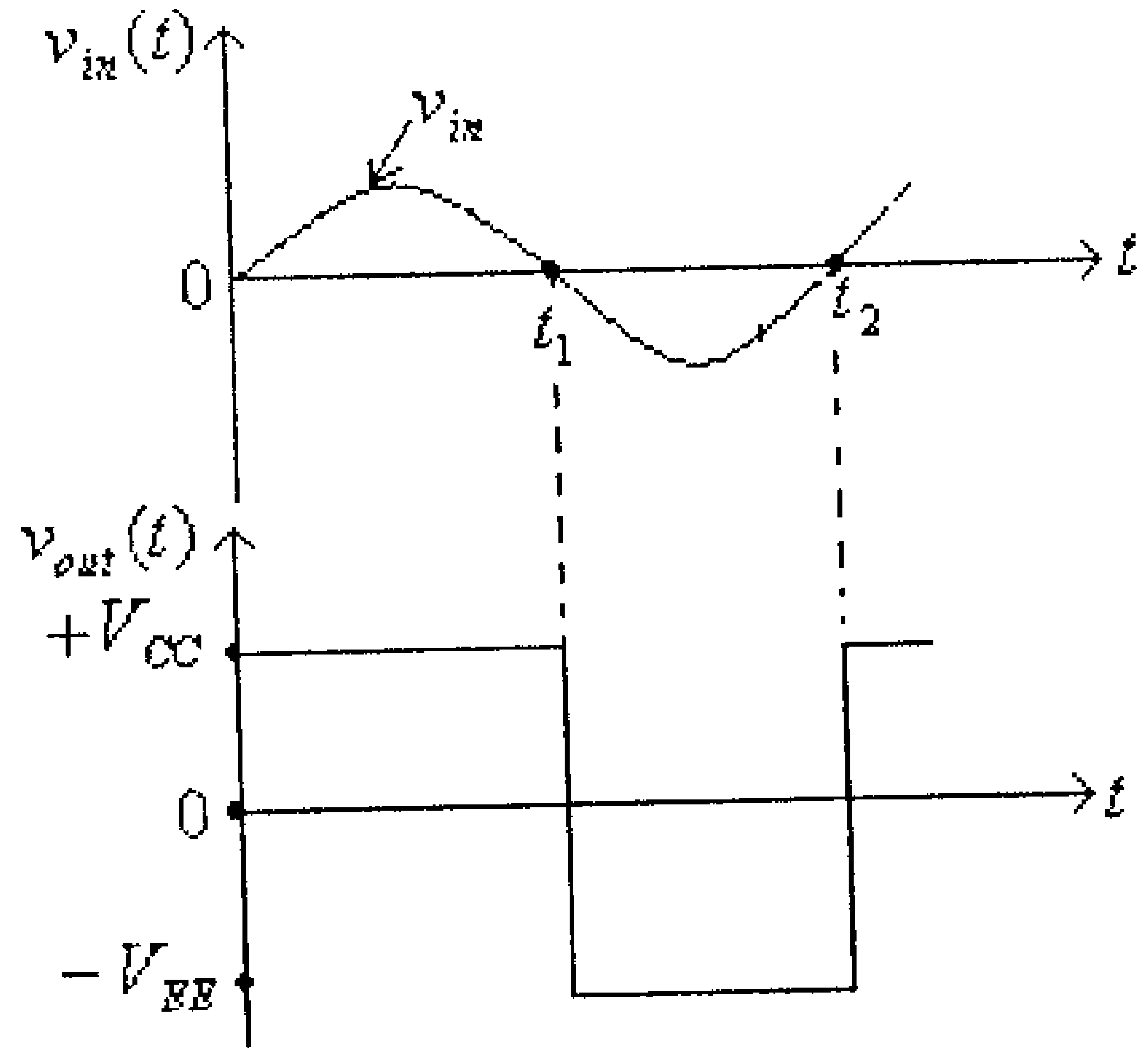
الشكل التالي يبين دائرة لمقارنة إشارة مدخلية (v_{in}) مع الصفر.



شكل (38)

في هذه الدائرة، عندما تكون $v_{in} > 0$ فإن v_{out} تصبح موجبة وتساوي حدها الأقصى وهو جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات $(+V_{CC})$، وعندما تكون $v_{in} < 0$ فإن v_{out} تصبح سالبة وتساوي حدها الأدنى وهو جهد التغذية السالب لمضخم العمليات $(-V_{EE})$.

الشكل التالي يبين مثالاً لموجة فولطية مدخلية وموجة الفولطية الناتجة عن مقارنة هذه الفولطية المدخلية مع الصفر.



شكل (39)

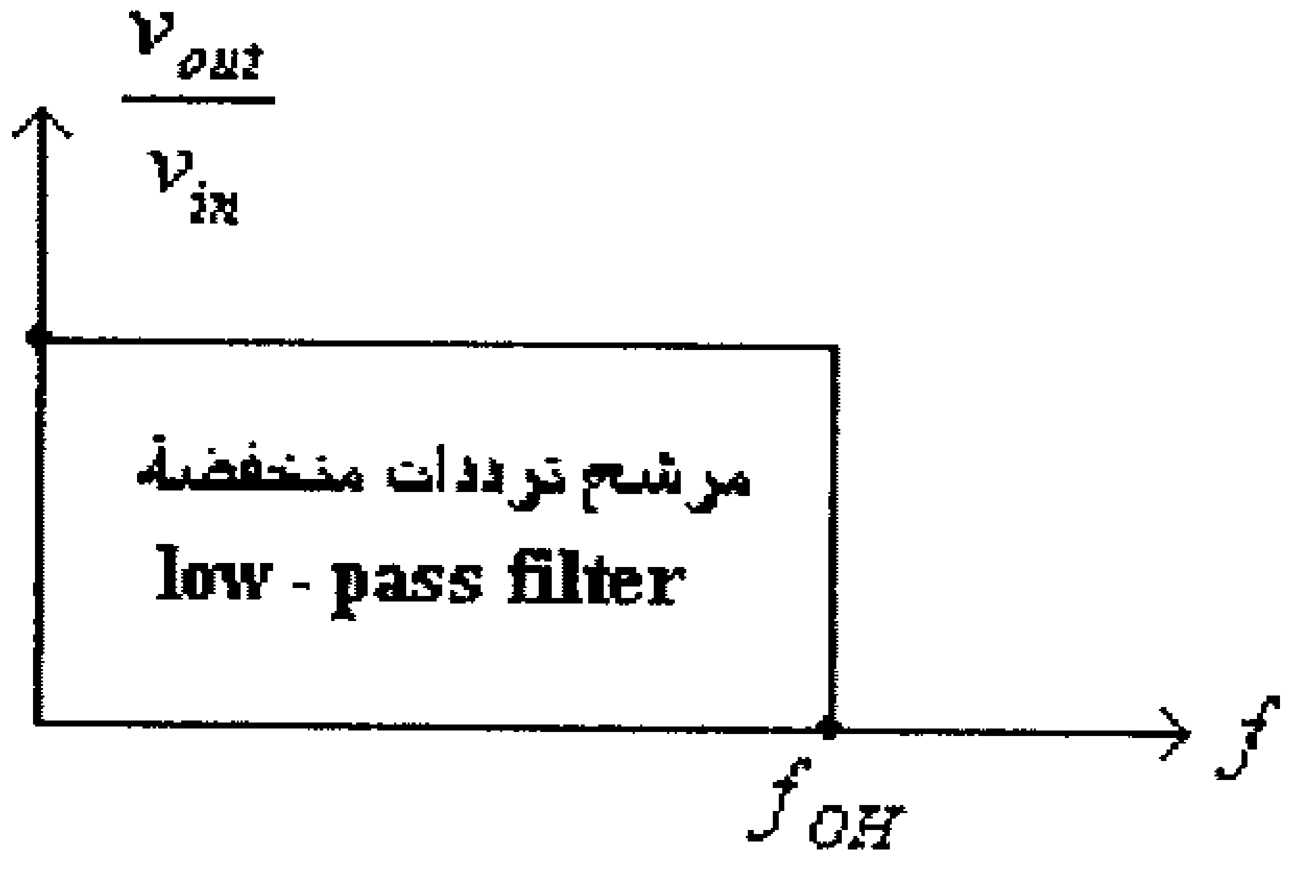
لاحظ في هذا الشكل أنه في الفترة الزمنية من $t = 0$ الى $t = t_1$ فإن $v_{in} > 0$ وبالتالي فإن $v_{out} = +V_{CC}$، أما في في الفترة الزمنية من $t = t_1$ الى $t = t_2$ فإن $v_{in} < 0$ وبالتالي فإن $v_{out} = -V_{EE}$.

لاحظ أنه يمكن إستخدام هذه الدائرة لإنتاج موجة مربعة الشكل من موجة جيبية.

7.10 المُرشحات (Filters)

عرفت سابقاً أن المرشحات يُمكن بناؤها باستخدام مقاومات مادية ومكثفات أو مقاومات مادية وملفات أو مكثفات وملفات. وعرفت كذلك أن المرشحات يمكن تصنيفها الى:

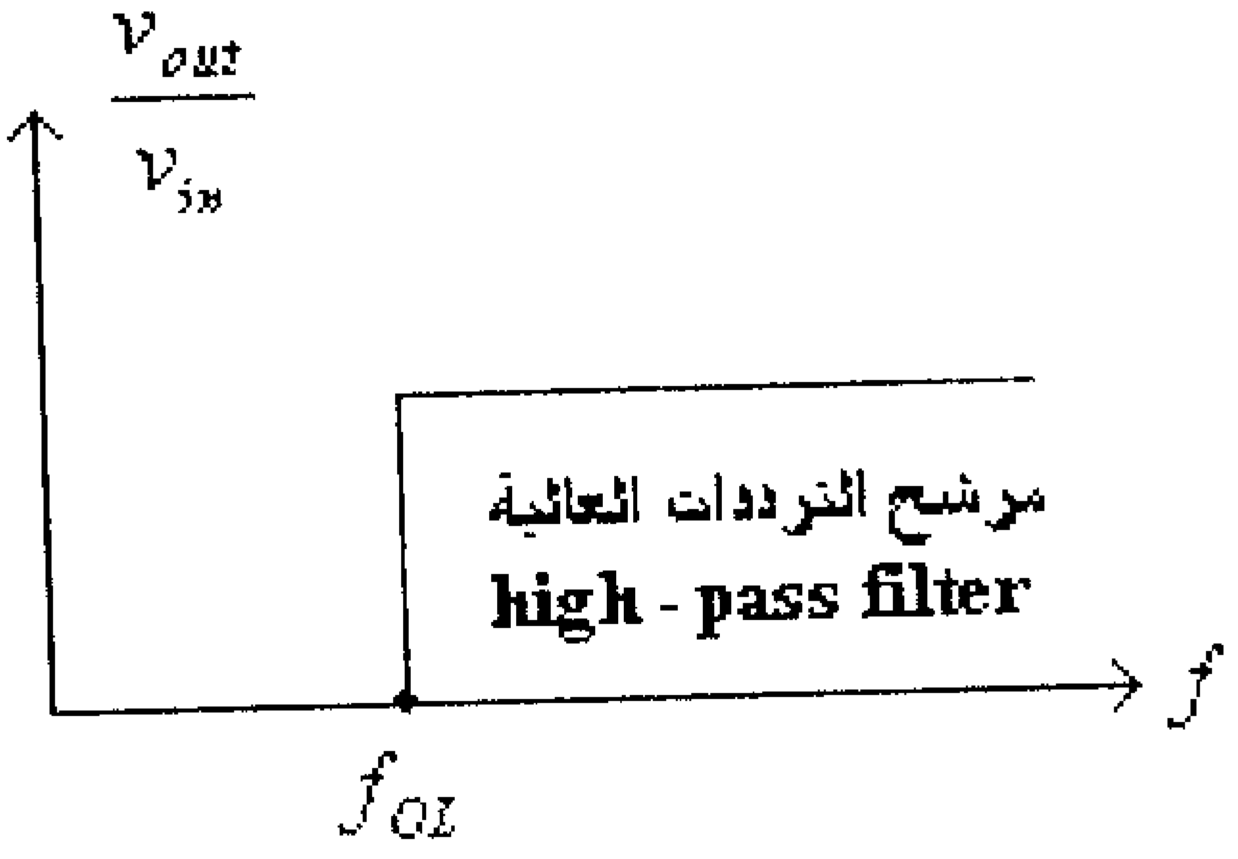
- مرشحات الترددات المنخفضة (low-pass filters): وهذه المرشحات تسمح بمرور الإشارات من التردد صفر (إشارة تيار ثابت) وحتى تردد بقيمة معينة (f_{OH})، وتمنع مرور الإشارات التي ترددها أعلى من التردد f_{OH}. لاحظ أن التردد f_{OH} يسمى تردد القطع للترددات العالية (high cutoff frequency) . والخاصية الترددية لمرشح الترددات المنخفضة المثالي هي كما في الشكل التالي.



شكل (40)

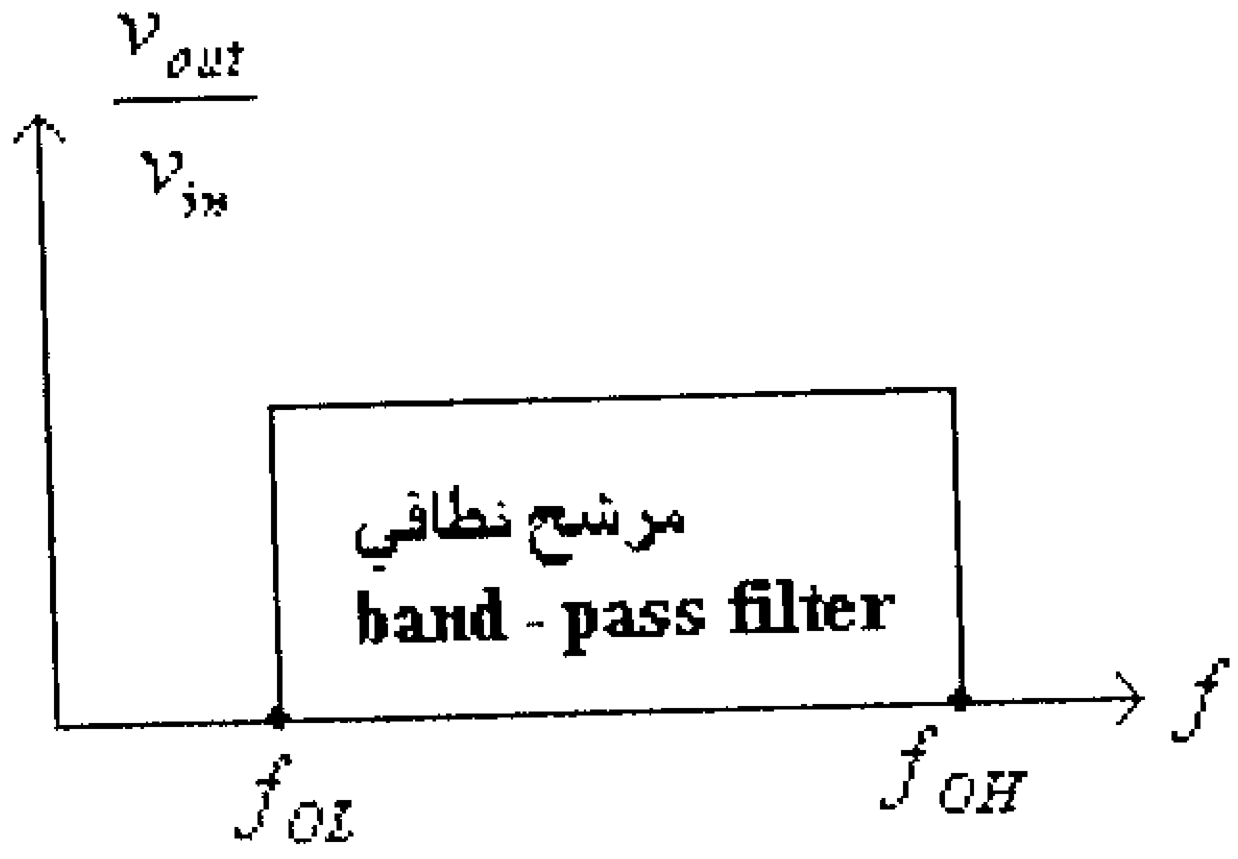
- مرشحات الترددات العالية (high-pass filters): وهذه المرشحات تسمح بمرور الإشارات التي ترددها أعلى من تردد معين (f_{OL})،وتمنع مرور الإشارات التي ترددها أقل من التردد f_{OL}. لاحظ أن التردد f_{OL} يسمى

تردد القطع للترددات المنخفضة (low cutoff frequency). والخاصية الترددية لمرشح الترددات العالية المثالي هي كما في الشكل التالي.



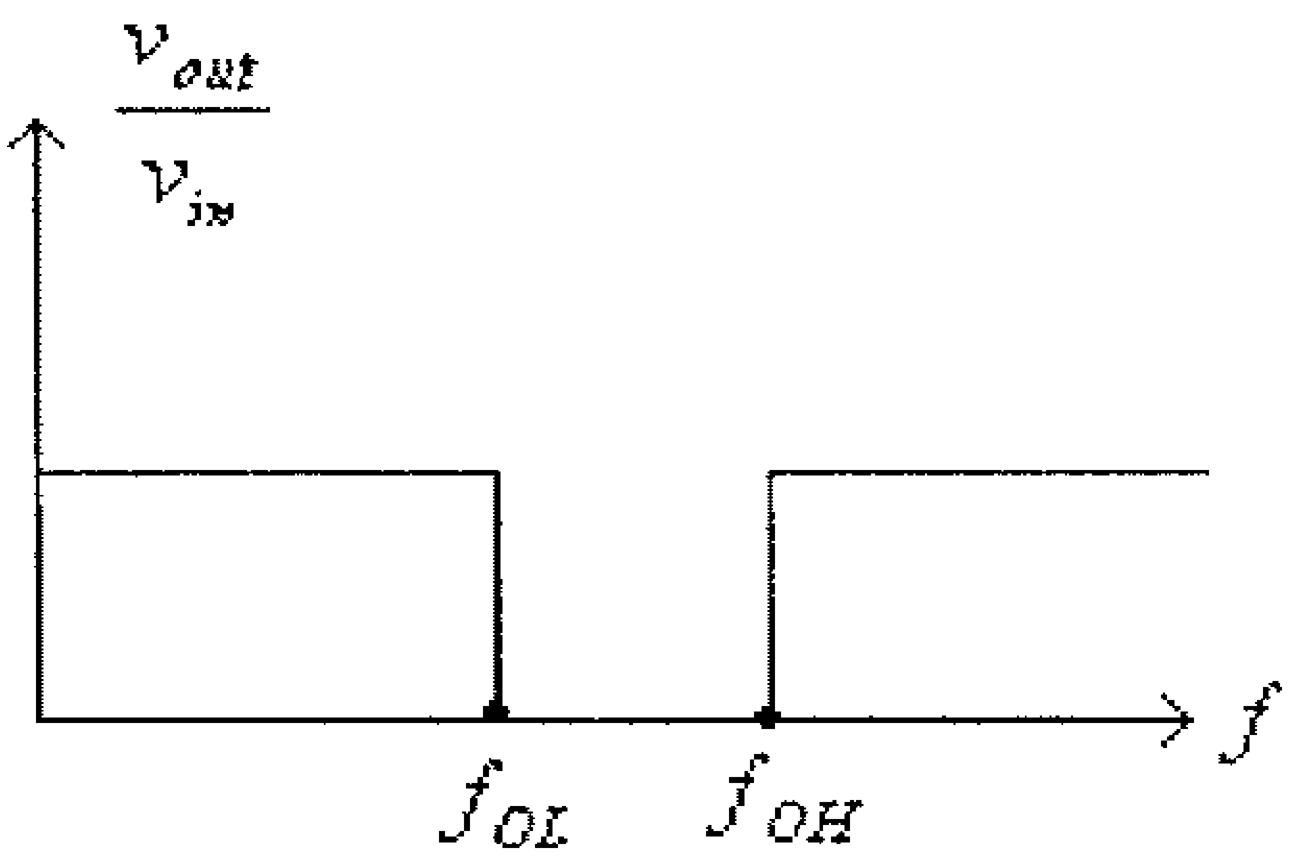
شكل (41)

- مرشحات نطاقية (band-pass filters): وهذه المرشحات تسمح بمرور الإشارات في مدى ترددات محدد (المدى بين الترددين f_{OL} و f_{OH})، وتمنع مرور الإشارات خارج هذا المدى. والخاصية الترددية لمرشح نطاقي مثالي هي كما في الشكل التالي.



شكل (42)

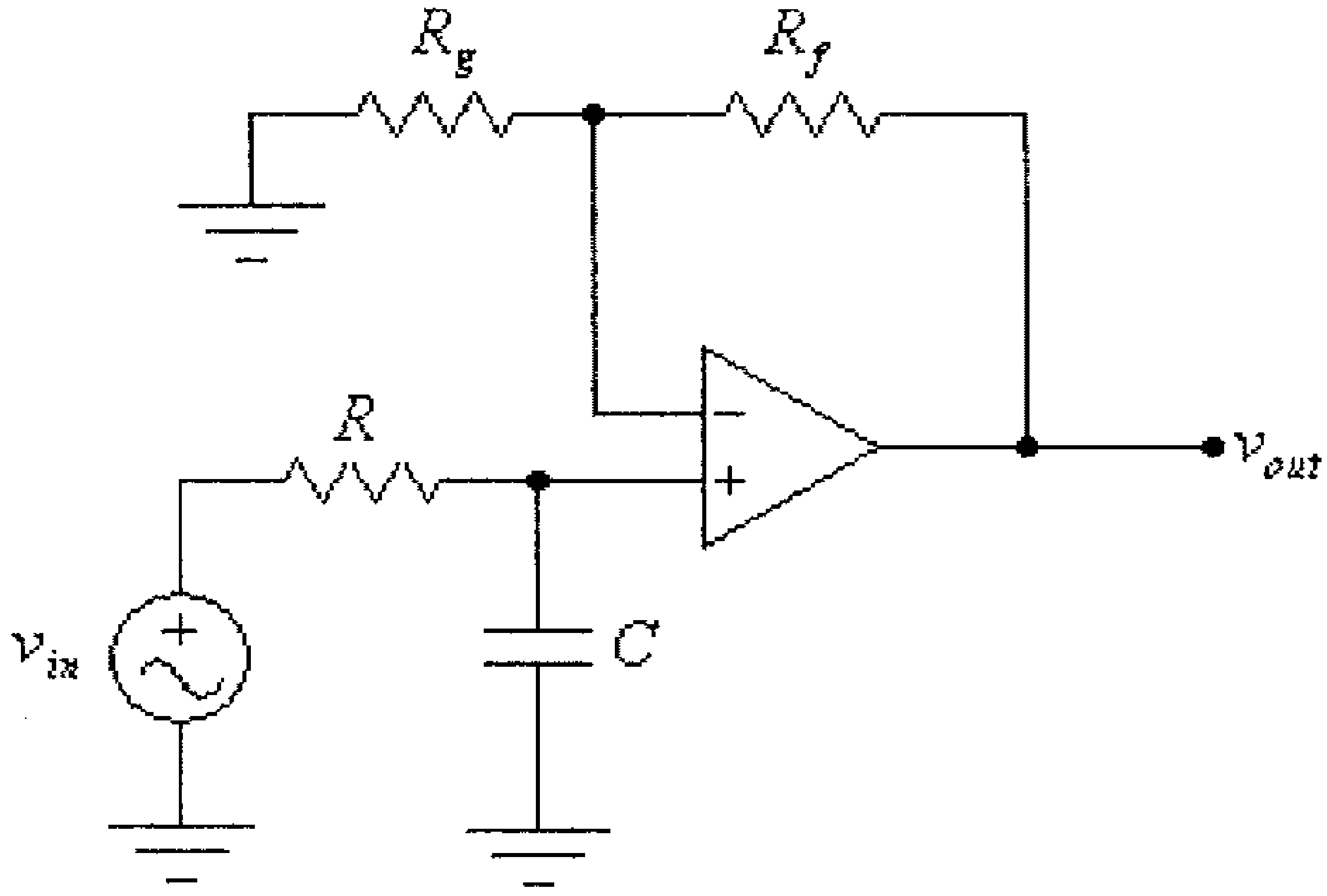
- مرشحات منع النطاق (band-stop filters): وهذه المرشحات تمنع مرور الإشارات في مدى ترددات محدد (المدى بين الترددين f_{OL} و f_{OH})، وتسمح مرور الإشارات خارج هذا المدى. والخاصية الترددية لمرشح منع نطاقي مثالي هي كما في الشكل التالي.



شكل (43)

ويمكن إستخدام مضخمات العمليات بالاضافة الى المقاومات والمكثفات لبناء جميع أنواع المرشحات. وتسمى المرشحات التي يُستخدم في بناؤها مضخمات العمليات بـ active filters، وتمتاز هذه المضخمات بإمكانية تضخيمها للإشارة الكهربائية بالإضافة لترشيحها كما أن الخواص الترددية لها أقرب الى خواص المرشحات المثالية.

الشكل التالي يبين دائرة مرشح ترددات منخفضة من الرتبة الأولى.



شكل (44)

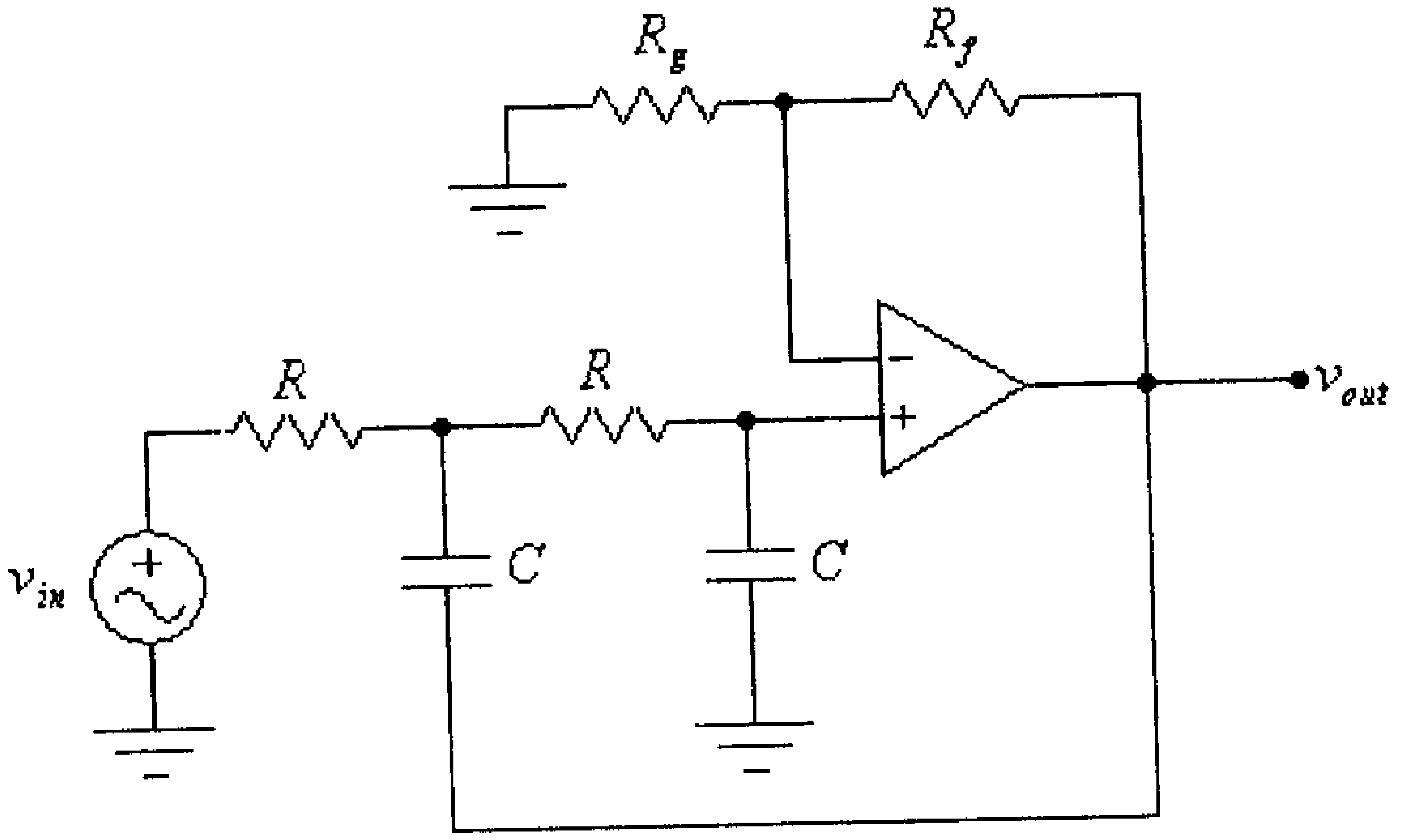
لهذه الدائرة فإن تردد القطع للترددات العالية هو:

$$f_{OH} = \frac{1}{2\pi RC}$$

أما معامل تضخيم الفولطية للترددات التي قيمها أقل من التردد f_{OH} فهو:

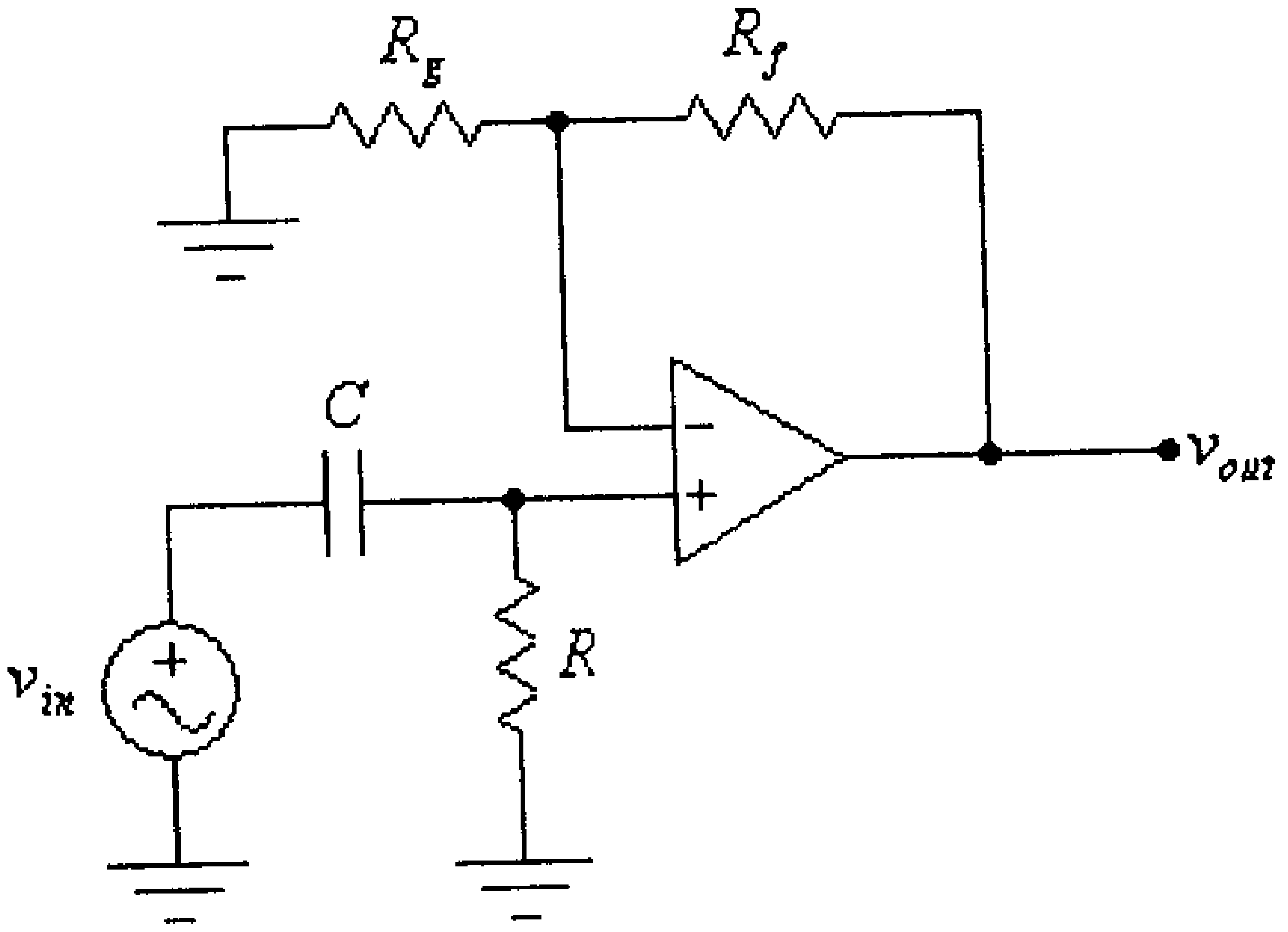
$$A_V = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

وحتى تصبح الخاصية الترددية لهذا المرشح أقرب الى خاصية المرشح المثالي فيمكن إضافة مجموعة R-C أخرى الى الدائرة السابقة وذلك للحصول على مرشح ترددات منخفضة من الرتبة الثانية وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (45)

والشكل التالي يبين دائرة مرشح ترددات مرتفعة من الرتبة الأولى.



شكل (46)

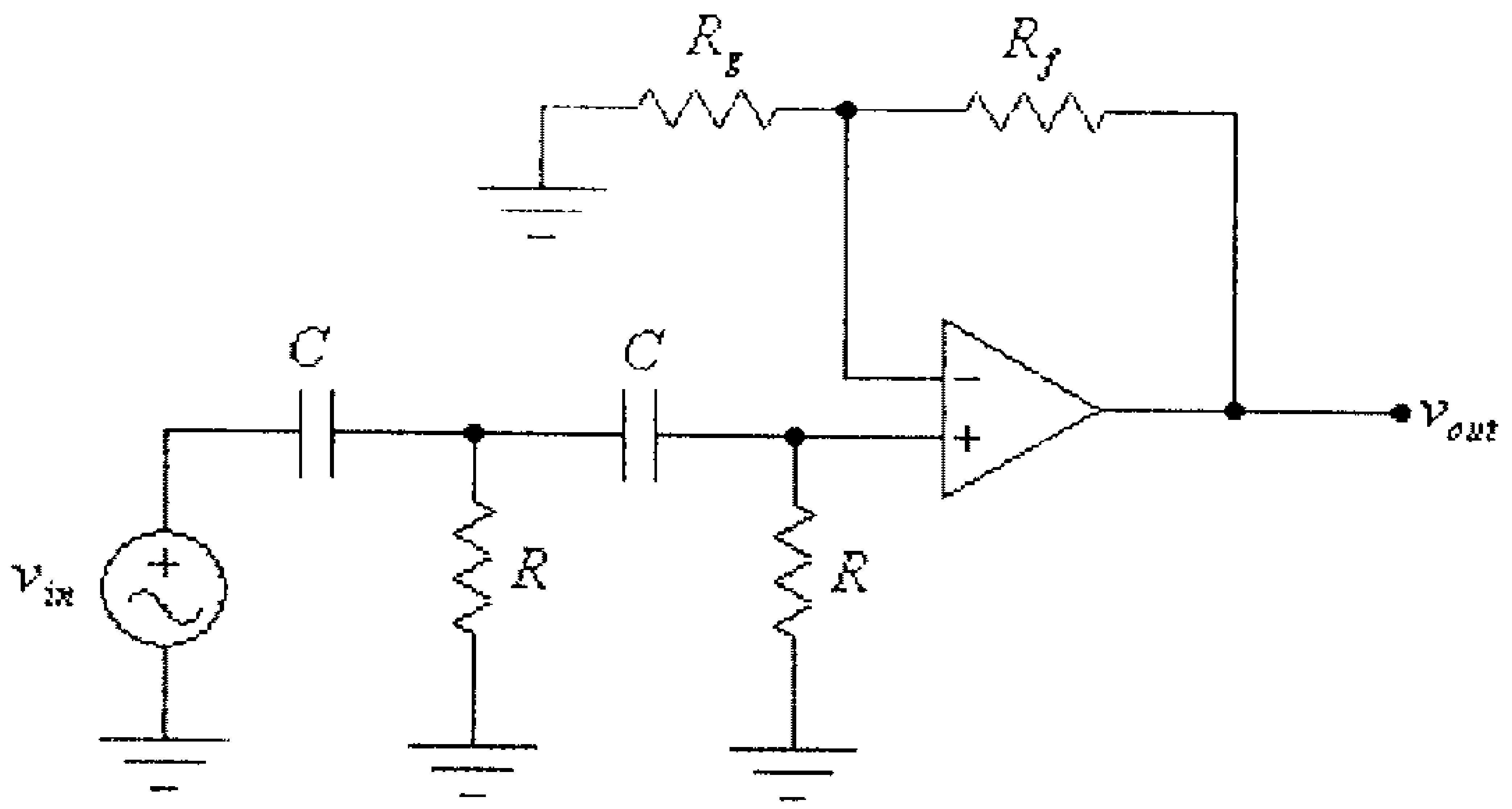
لهذه الدائرة أيضاً فإن تردد القطع للترددات المنخفضة هو:

$$f_{OL} = \frac{1}{2\pi RC}$$

أما معامل تضخيم الفولطية للترددات التي قيمها أكبر من التردد f_{OL} فهو:

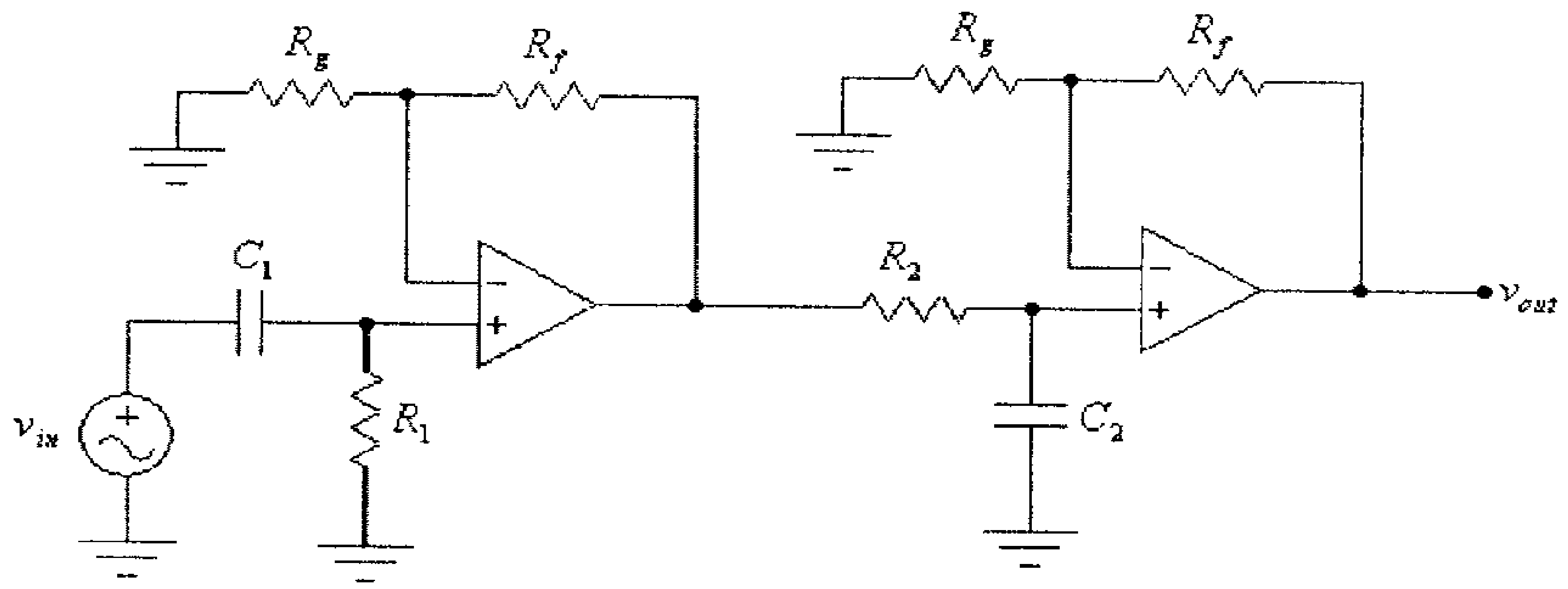
$$A_V = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

وكما في حالة مرشح الترددات المنخفضة فحتى تصبح الخاصية الترددية لهذا المرشح أقرب الى خاصية المرشح المثالي فيمكن إضافة مجموعة R-C أخرى الى الدائرة السابقة وذلك للحصول على مرشح ترددات مرتفعة من الرتبة الثانية وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (47)

الشكل التالي يبين دائرة مرشح نطاقي (band-pass filter).



شكل (48)

لاحظ أن هذه الدائرة تتكون من مرشح ترددات مرتفعة موصول على التسلسل مع مرشح ترددات منخفضة.

لهذه الدائرة فإن فإن تردد القطع للترددات المنخفضة هو:

$$f_{OL} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

أما تردد القطع للترددات المرتفعة فهو:

$$f_{OH} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

أما معامل تضخيم الفولطية للترددات التي الواقعة بين الترددين f_{OL} و f_{OH} فهو:

$$A_V = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

7.11 ملاحظات على عمل مضخم العمليات الحقيقي.

1) معامل التضخيم: عرفت سابقاً أن العلاقة التي تربط بين فولطية المخرج وفولطيتي المدخلين لمضخم العمليات هي:

$$v_{out} = A_V(v^+ - v^-) = A_V . v_d$$

وأن قيمة معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات المثالي كبير جداً.

من المعادلة السابقة نستنتج أنه وعندما تكون الإشارتين المدخليتين متعاكستين (أي أن فرق الطور بينهما يساوي 180^0)، أي أن:

$$v^+ = -v^- = v$$

فإن:

$$v_d = v + v = 2v$$

و:

$$v_{out} = A_V . v_d = A_V .(2v) = 2v.A_V$$

وعندما تكون الإشارتين المدخليتين متحدتين بالطور (أي أن فرق الطور بينهما يساوي صفراً)، أي أن:

$$v^+ = v^- = v$$

فإن:

$$v_d = v - v = 0$$

$$v_{out} = A_V . v_d = 0$$

ولمضخم العمليات الحقيقي فإن معامل تضخيم الفولطية كبير جداً ولكنه محدودٌ، كما أنه وعندما تكون الإشارتين المدخليتين متشابهتين، أي أن:

$$v^+ = v^- = v$$

فإن:

$$v_{out} \neq 0$$

بل لها قيمة يعتمد مقدارها على قيمة كل من الإشارتين المدخليتين v^+ و v^-.

وإذا رمزنا لمعامل تضخيم الفولطية للفرق بين الإشارتين المدخليتين بالرمز A_d و لمعامل تضخيم الفولطية للإشارتين المدخليتين المتشابهتين بالرمز A_C فإنه يستخدم ممصطلح الـ (common-mode rejection ratio) والذي يرمز له بـ CMRR للتعبير عن النسبة بين كل من معاملي التضخيم A_d و A_C، أي أن:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_C}$$

لاحظ أن قيمة CMRR لمضخم العمليات المثـــالي هي:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_C} = \frac{\infty}{0} = \infty$$

ولأن قيمة CMRR لمضخم العمليات الحقيقي كبيرة جداً فكثيراً مـــا تُـــستخدم وحدة الديسيبل للتعبير عنها، ويكون مقدار المعامل CMRR بالديسيبل هو:

$$CMRR(\log) = 20\log(\frac{A_d}{A_C})$$

ومما تجب الإشارة اليه فإنه ولحساب قيمة معامل تـــضخيم الفولطيـــة عندما تكون الإشارتين المدخليتين متشابهتين فإن الإشارة المدخلية تعتبر متوسط الإشارتين المدخليتين.

مثال(14):

أوجد قيمة CMRR لمضخم عمليات، إذا علمت أنه:

- عند تغذية هذا المضخم بإشارتين قيمة كل منهمـــا $1mV$ ومتعاكـــستين (أي أن فرق الطور بينهما يساوي 180^0)، فإن الفولطيـــة المخرجيـــة تساوي $10V$.
- عند تغذية هذا المضخم بإشارتين قيمة كل منهما $1mV$ ومتشابهتين (أي أن فرق الطور بينهما يساوي 0^0)، فإن الفولطية المخرجيـــة تـــساوي $10mV$.

الحل:

- عند تغذية هذا المضخم بإشارتين متعاكستين، فإن:

$$v_d = v^+ - v^- = 2mV$$

معامل التضخيم هو:

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_d} = \frac{10V}{2mV} = 5000$$

- عند تغذية هذا المضخم بإشارتين متشابهتين، فإن:

$$v_C = \frac{v^+ + v^-}{2} = 1mV$$

معامل التضخيم هو:

$$A_C = \frac{v_{out}}{v_C} = \frac{10mV}{1mV} = 10$$

وبالتالي فإن:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_C} = \frac{5000}{10} = 500$$

وباستخدام الديسيبل، فإن:

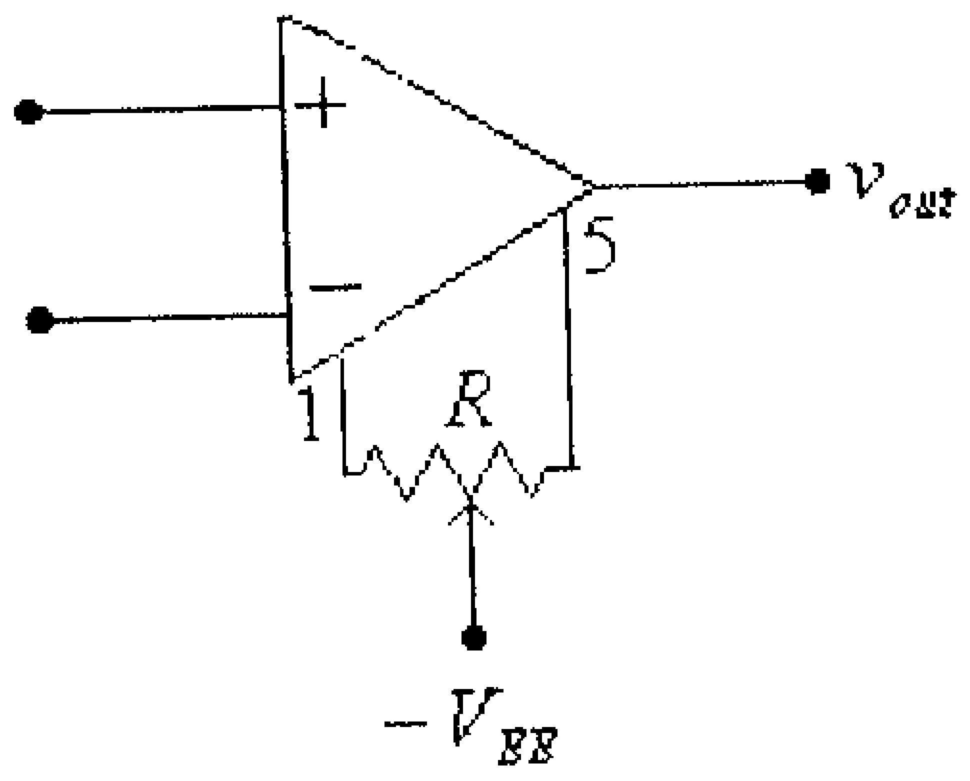
$$CMRR(\log) = 20\log(500) = 53.98$$

2) **فولطية الإزاحة المدخلية وتيار الإزاحة المدخلي:** عرفت سابقاً أن الفولطية المخرجية لمضخم العمليات المثالي ستكون مساوية للصفر عندما تكون الفولطية المدخلية تساوي صفراً، ولكن لمضخم العمليات الحقيقي فإن قيمة الفولطية المخرجية لا تكون مساويةً للصفر عندما تكون الفولطية المدخلية تساوي صفراً. ويعود سبب ذلك الى عدم التماثل بين عناصر مضخمات الفرق المكونة لمضخم العمليات، مما يُسبب كون معاملي تضخيم الفولطية لكل من الترانزيستورين المكونين لمضخمات الفرق مختلفين وكذلك لإختلاف قيم التيارات المدخلية لمضخم العمليات.

وفي المواصفات الفنية لمضخم العمليات عادةً ما تذكر الشركات الصانعة قيمة فولطية الإزاحة المدخلية (input offset voltage) والتي يرمز لها بالرمز V_{IO}، والتي تعرف على أنها قيمة الفولطية المدخلية التي تجعل الفولطية المخرجية لمضخم العمليات تساوي صفراً.

أما تيار الإزاحة المدخلي (input offset voltage) والذي يرمز له بالرمز I_{IO} فيعرف على أنه الفرق بين قيم التيارين المدخليين لمضخم العمليات.

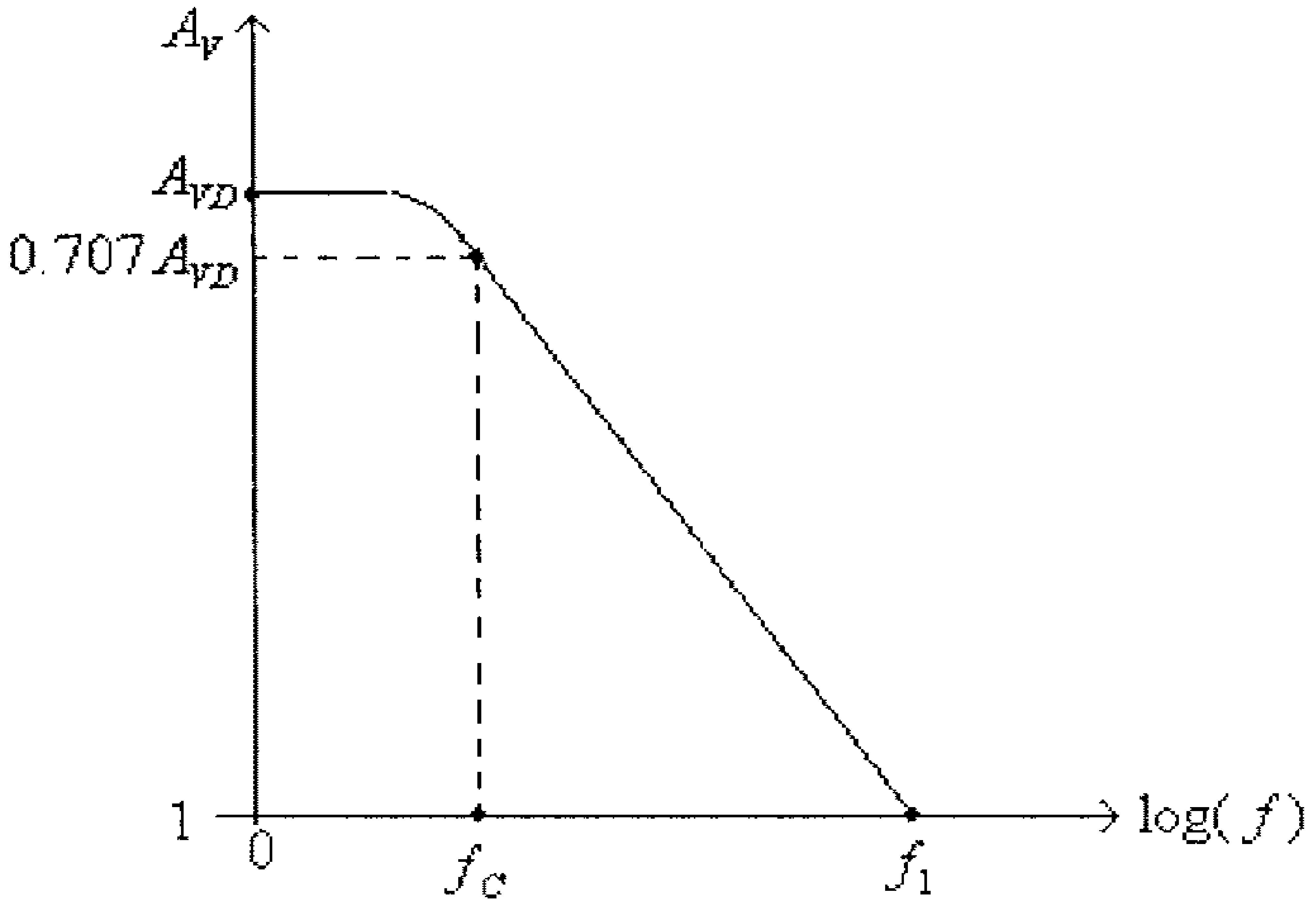
وللتخلص من تأثير فولطية الإزاحة المدخلية وكذلك تأثير تيار الإزاحة المدخلي، (أي لجعل قيمة الفولطية المخرجية لمضخم العمليات تساوي صفراً عندما تكون الفولطية المدخلية تساوي صفراً)، فيوجد في بعض أنواع مضخمات العمليات أطراف إضافية تستخدم لهذا الغرض. ففي مضخم العمليات $\mu A741$، والذي يُستخدم في الكثير من التطبيقات العمليه، فإن الطرفين (1) و (5) يستخدمان لهذا الغرض، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (49)

3) **العلاقة بين معامل التضخيم وتردد الإشارة المدخلية:** كأي مضخم فولطية فإن معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات يعتمد على تردد الإشارة المدخلية.

الشكل التالي يبين العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية A_V وتردد الإشارة المدخلية f.



شكل (50)

من هذا الشكل، تلاحظ أن:

- القيمة العليا لمعامل التضخيم (A_{VD}) تكون عندما تكون قيمة تردد الإشارة المدخلية تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر).
- بازدياد تردد الإشارة المدخلية ينقص معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات، وتردد الإشارة التي يصبح عندها معامل تضخيم الفولطية يساوي $0.707A_{VD} = \frac{A_{VD}}{\sqrt{2}}$ يسمى تردد القطع ويرمز له بالرمز f_C.
- عند وصول تردد الإشارة المدخلية الى قيمة عالية (القيمة f_1) تصبح قيمة الإشارة المخرجية لمضخم العمليات مساوية لقيمة الإشارة المدخلية أي أن معامل التضخيم يساوي واحد.

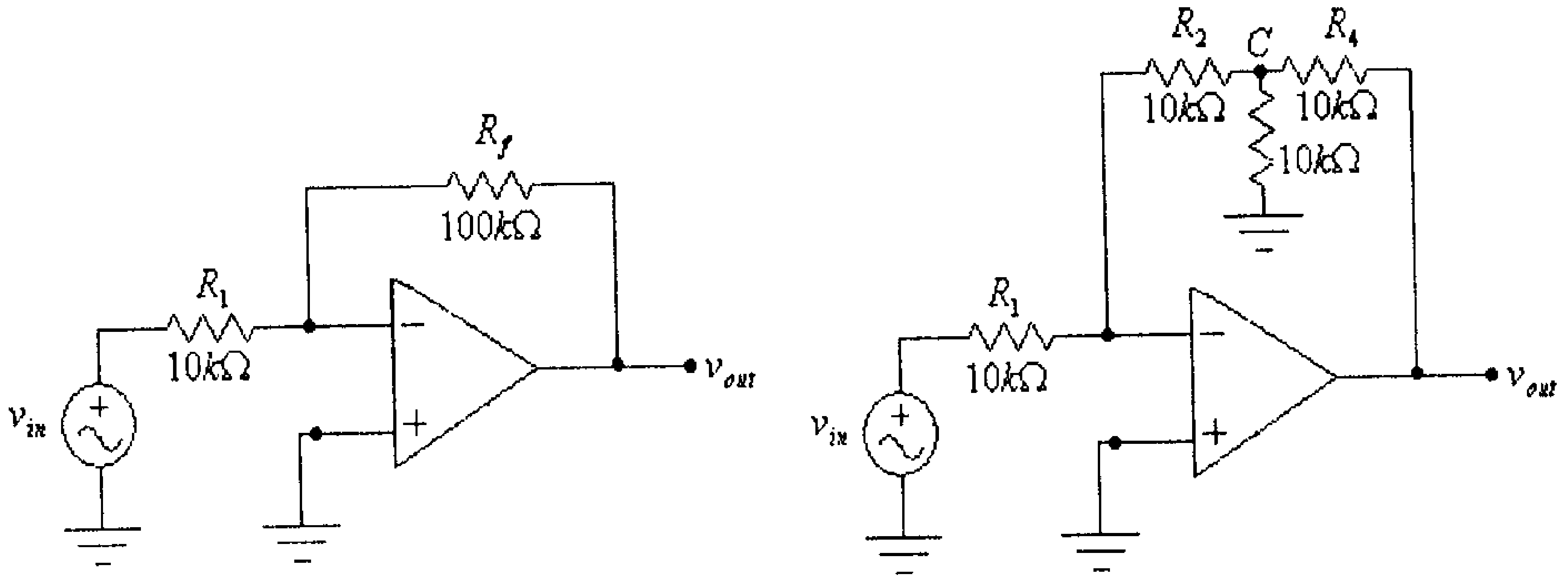
وللتعبير عن سرعة تغير الفولطية المخرجية لمضخم العمليات يستخدم مصطلح (slew rate) ويرمز له بالرمز SR، ويعرف بأنه أعلى سرعة يمكن أن تتغير بها قيمة الفولطية المخرجية.

7.12 تمارين:

1) لكل من الدائرتين في الشكل التالي:

أ) أوجد قيمة كل من معامل تضخيم الفولطية A_V ، الممانعة المدخلية Z_{in} و الممانعة المخرجية Z_{out} .

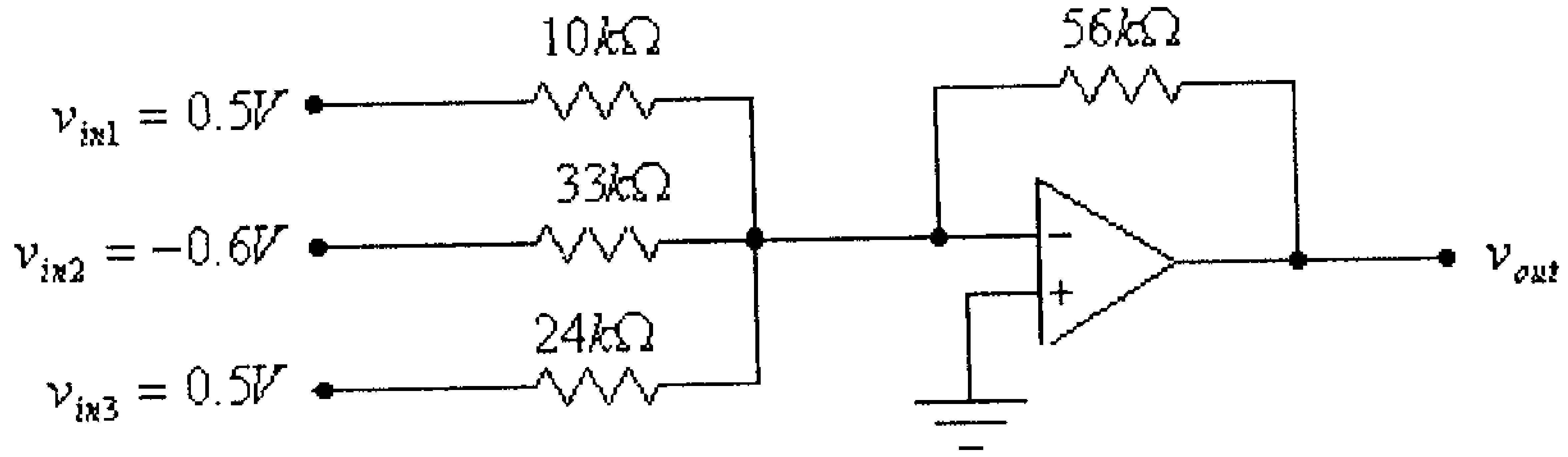
ب) أرسم موجتي الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية، إذا علمت أن $v_{in}(t) = 2\sin(\omega t)$.



(أ) (ب)

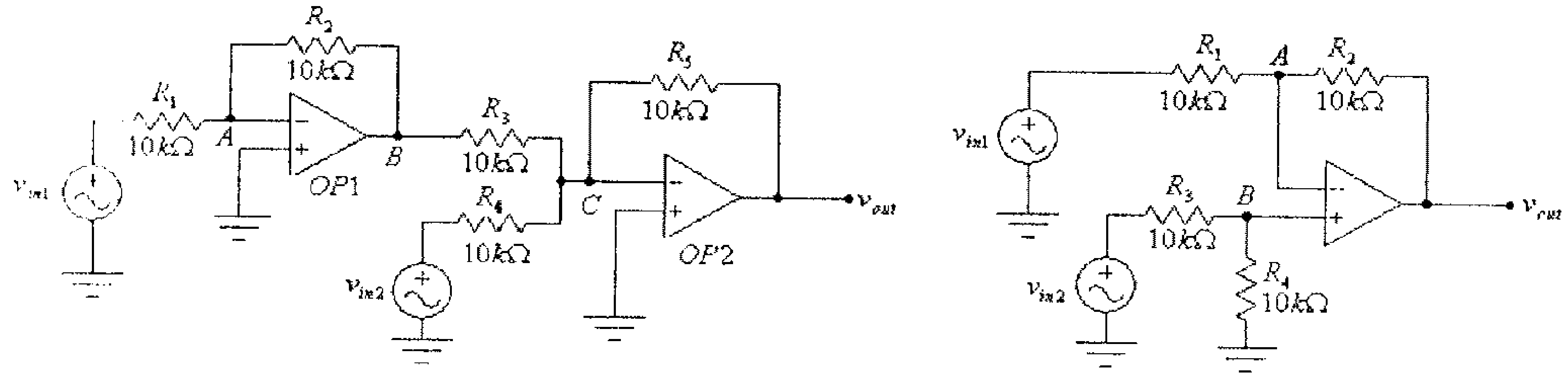
شكل (51)

2) للدائرة التالية، أوجد قيمة الفولطية المخرجية v_{out}.



شكل (52)

3) لكل من الدائرتين التاليتين، أوجد العلاقة بين الفولطية المخرجية v_{out} والفولطيتين المدخليتين v_{in1} و v_{in2} .



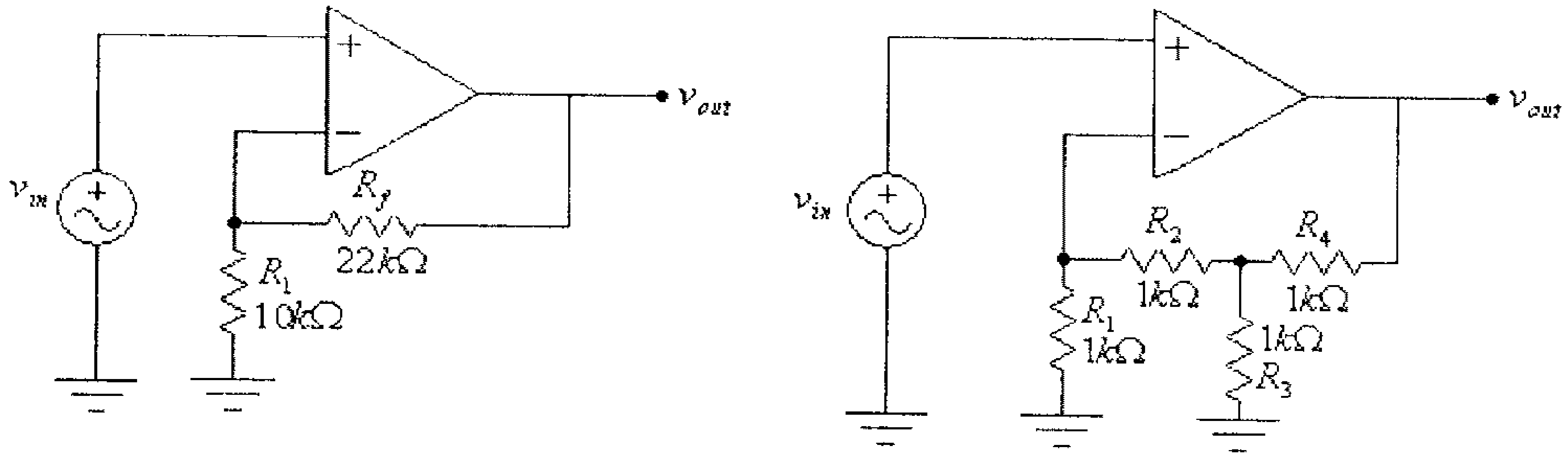
(أ) (ب)

شكل (53)

4) لكل من الدائرتين في الشكل التالي:

أ) أوجد قيمة كل من معامل تضخيم الفولطية A_V، الممانعة المدخلية Z_{in} و الممانعة المخرجية Z_{out}.

ب) أرسم موجتي الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية، إذا علمت أن $v_{in}(t) = 1.5\sin(\omega t)$.



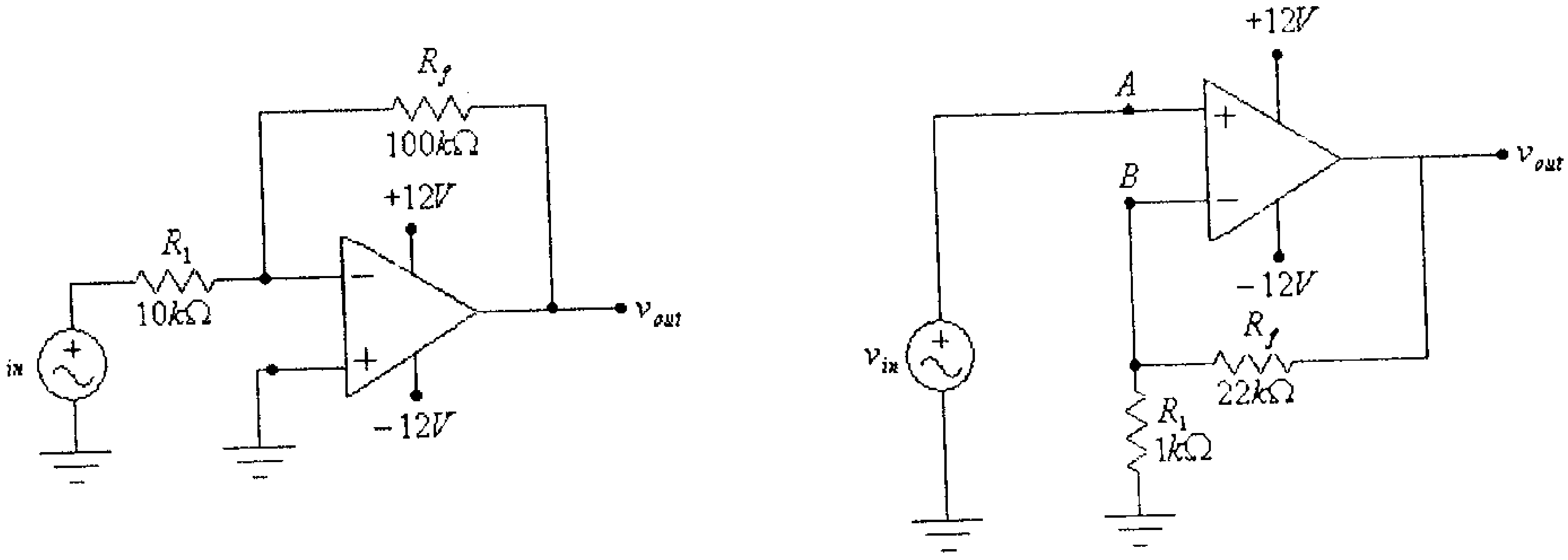
(أ) (ب)

شكل (54)

5) لكل من الدائرتين في الشكل التالي:

أ) أوجد قيمة كل من معامل تضخيم الفولطية A_V، الممانعة المدخلية Z_{in} و الممانعة المخرجية Z_{out}.

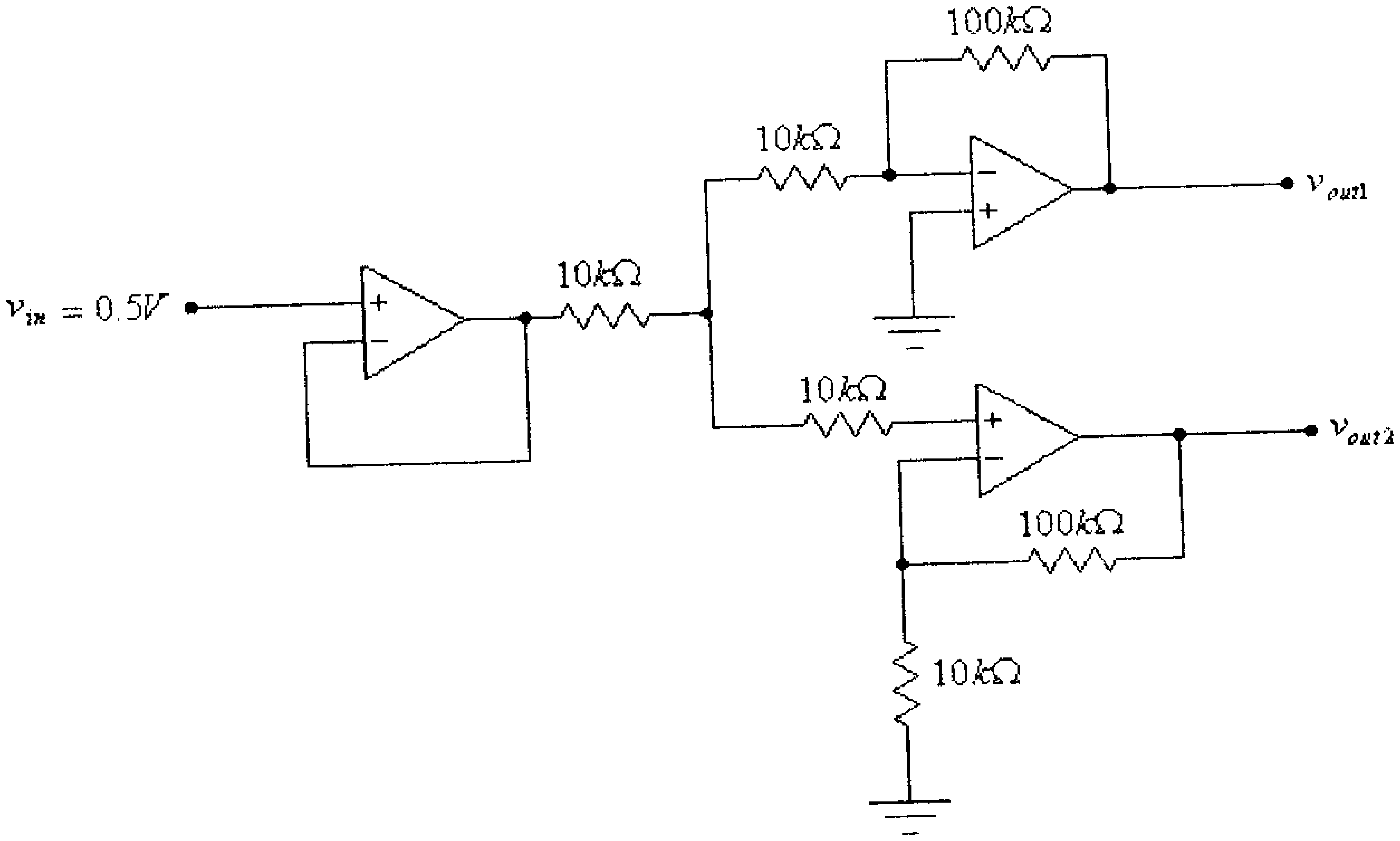
ب) أرسم موجتي الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية، إذا علمت أن $v_{in}(t) = 2\sin(\omega t)$.



(ب) (أ)

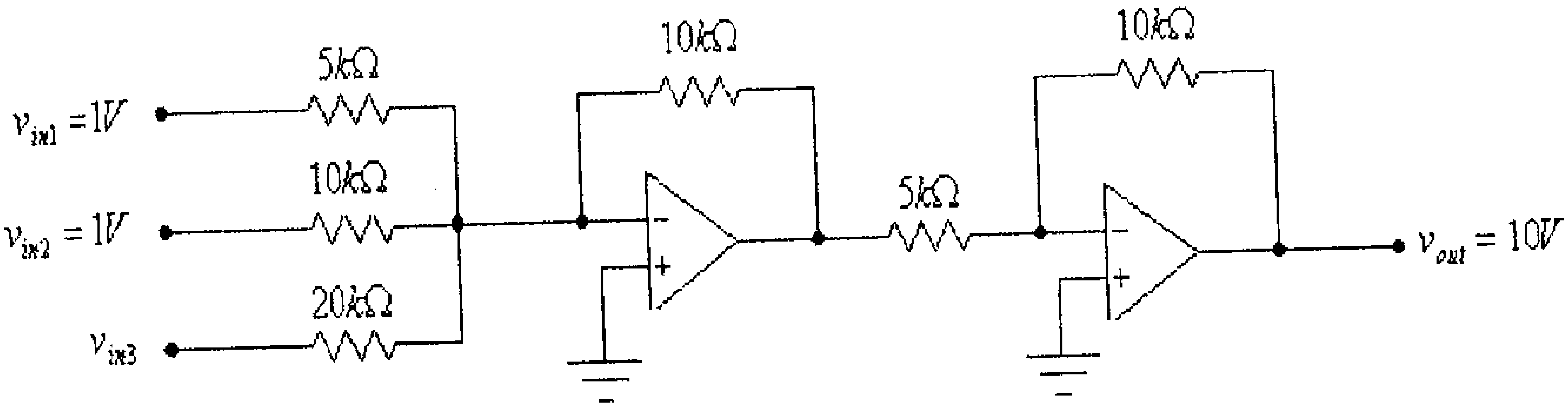
شكل (55)

6) للدائرة التالية، أوجد قيمة الفولطيتين المخرجيتين v_{out1} و v_{out2} .



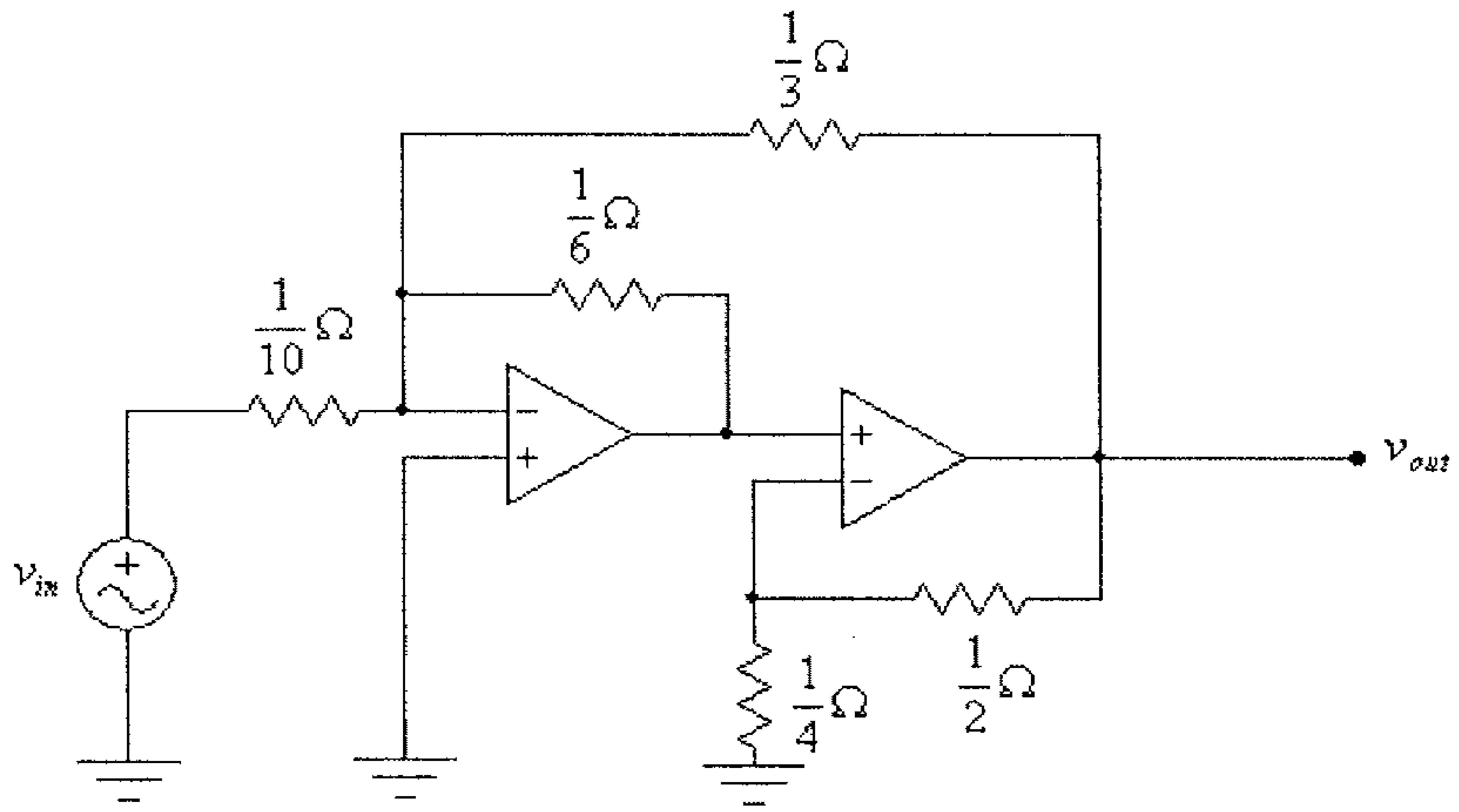
شكل (56)

7) للدائرة التالية، وإذا علمت أن $v_{out} = 10V$ وأن $v_{in1} = v_{in2} = 1V$ ، أوجد قيمة الفولطية المدخلية v_{in3} .



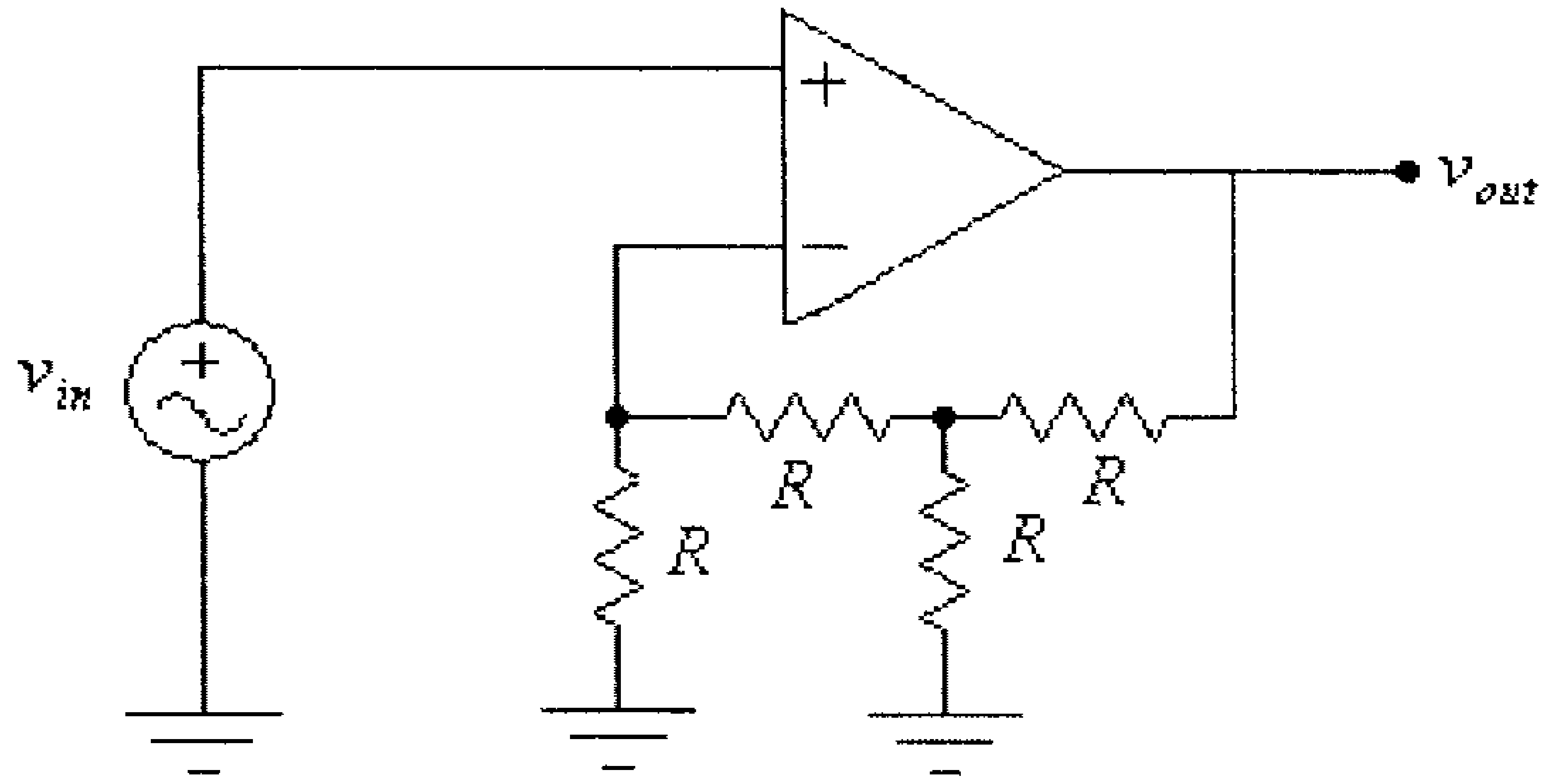
شكل (57)

8) للدائرة التالية، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية.



شكل (58)

9) للدائرة التالية، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية.

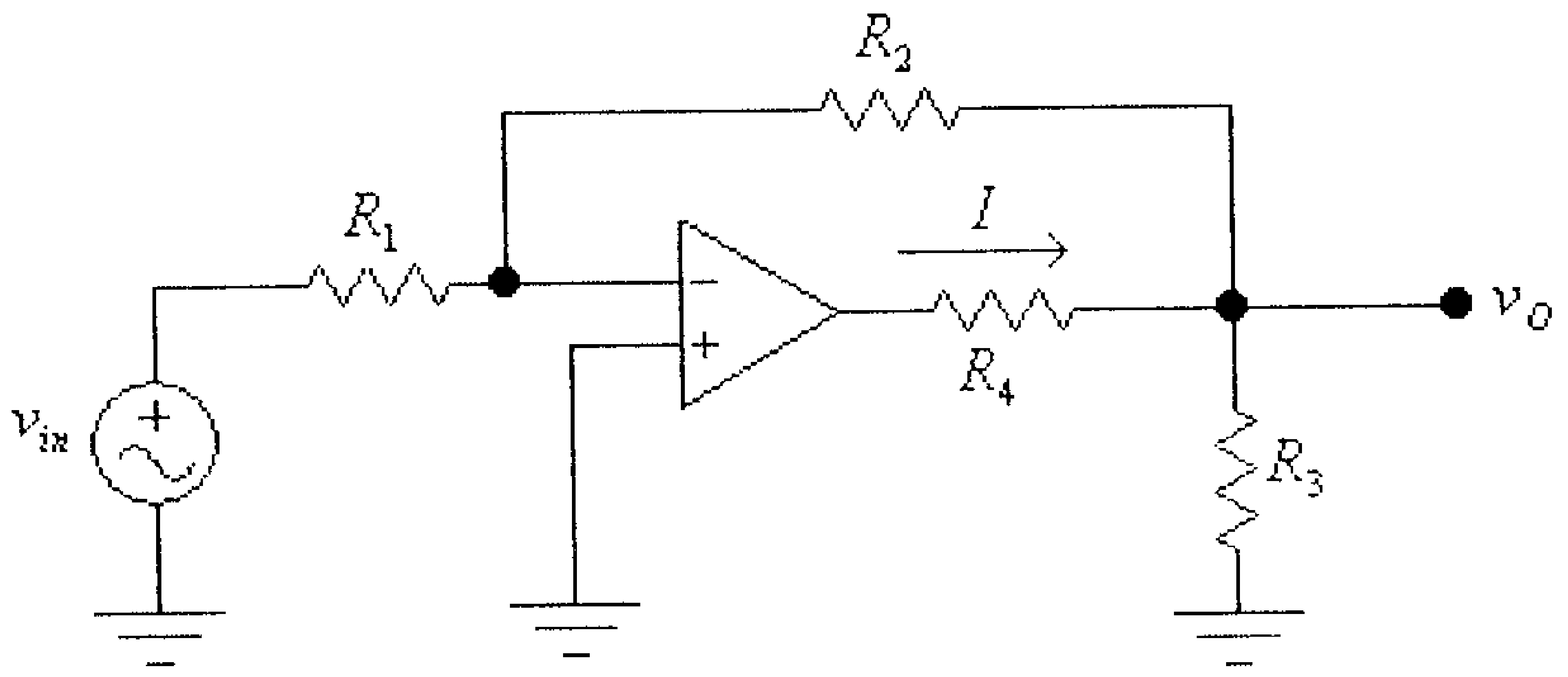


شكل (59)

10) للدائرة التالية، وإذا علمت أن $R_2 >> R_3$ ، أثبت أن:

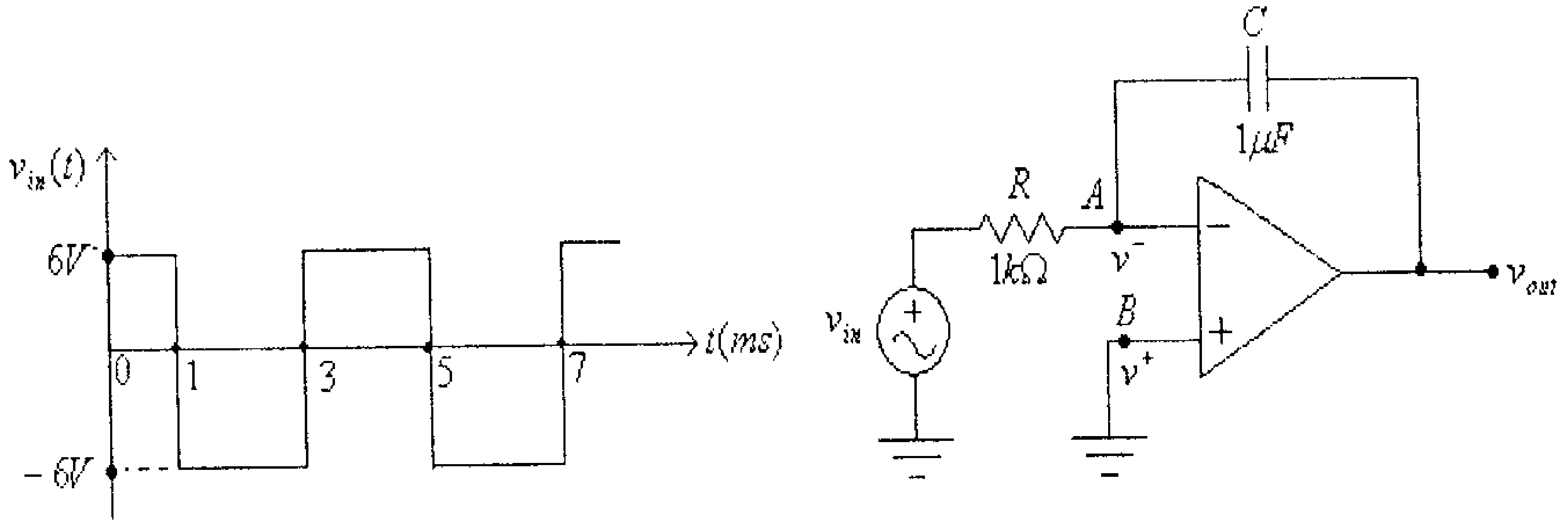
$$I = -v_{in}\frac{R_2}{R_1.R_3}$$

ملاحظة: بما أن $R_2 >> R_3$ ، فإن: $R_2 + R_3 \approx R_2$



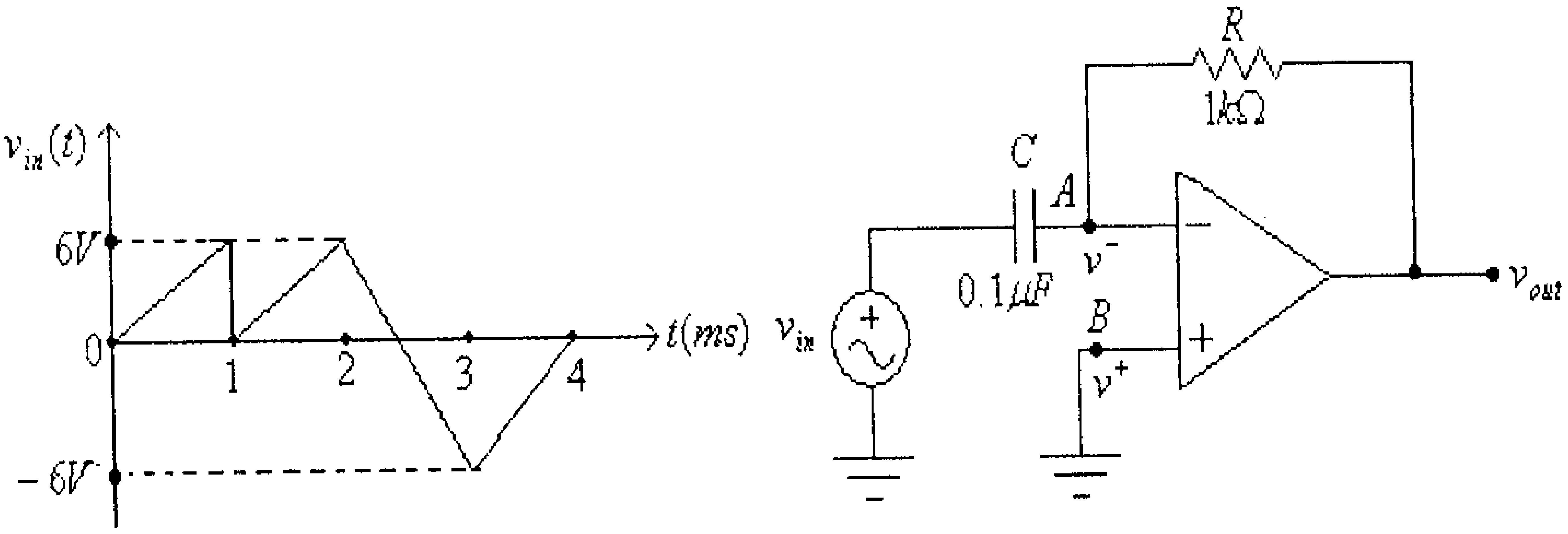
شكل (60)

11) لدائرة المُكامل والإشارة المدخلية المبينة في الشكل التالي، ارسم موجة الفولطية المخرجية.



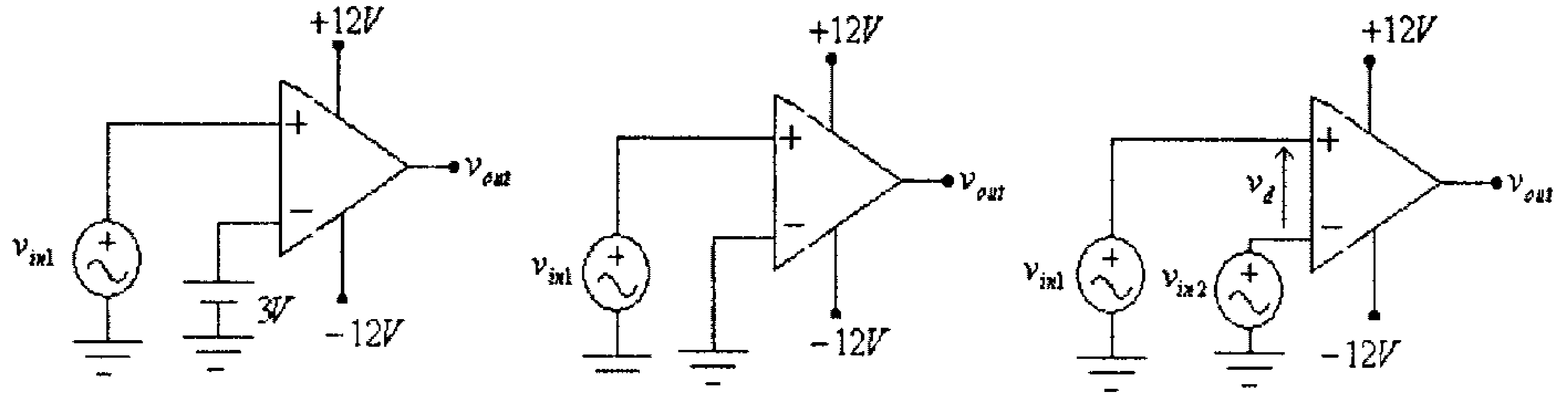
شكل (61)

12) لدائرة المُفاضل والإشارة المدخلية المبينة في الشكل التالي، ارسم موجة الفولطية المخرجية.



شكل (62)

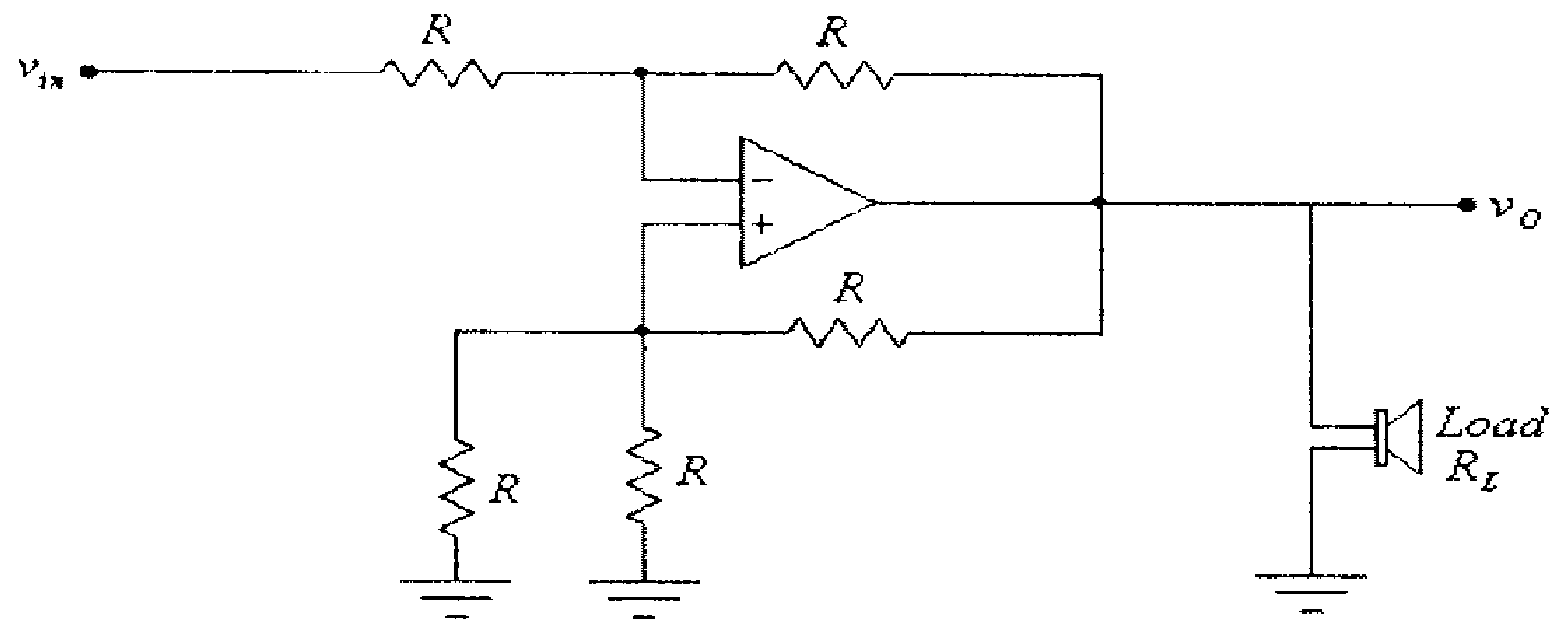
13) لكل من الدوائر التالية ، أرسم موجة الفولطية المخرجية، إذا علمت أن:
$v_{in1} = 5\sin(\omega t)$ و $v_{in2} = 5\cos(\omega t)$.



(أ) (ب) (ج)

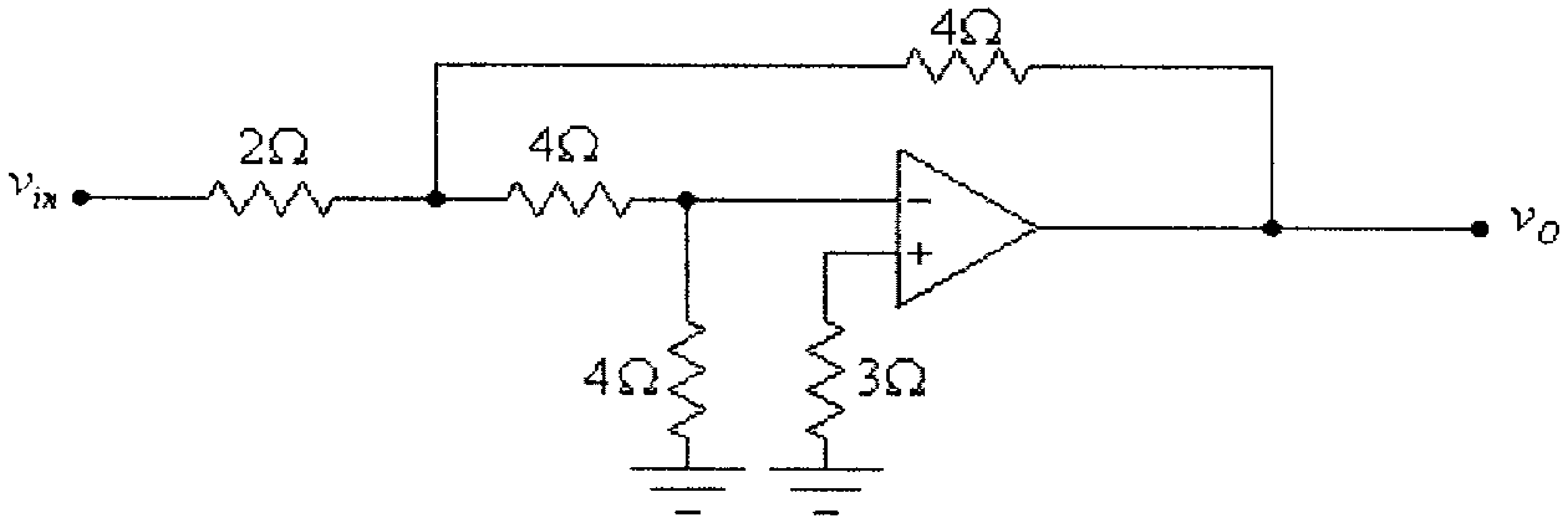
شكل (63)

14) للدائرة التالية، أوجد قيمة v_O بدلالة كل من v_{in} والمقاومات R و R_L.
ما هي قيمة كل من الممانعتين المدخلية والمخرجية لهذه الدائرة.



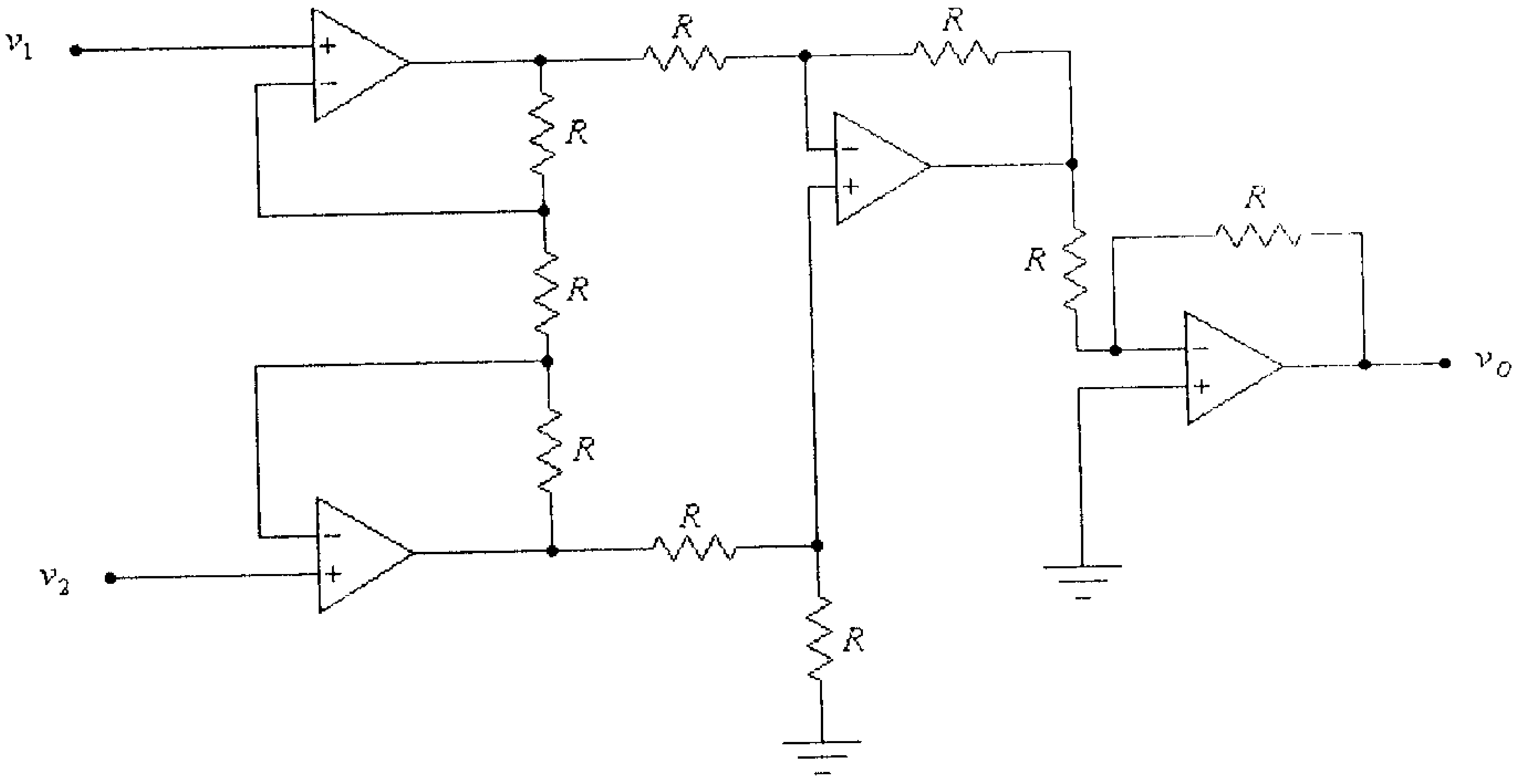
شكل (64)

15) للدائرة التالية، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية $A_V = \frac{v_O}{v_{in}}$
والمقاومة المدخلية R_{in}.



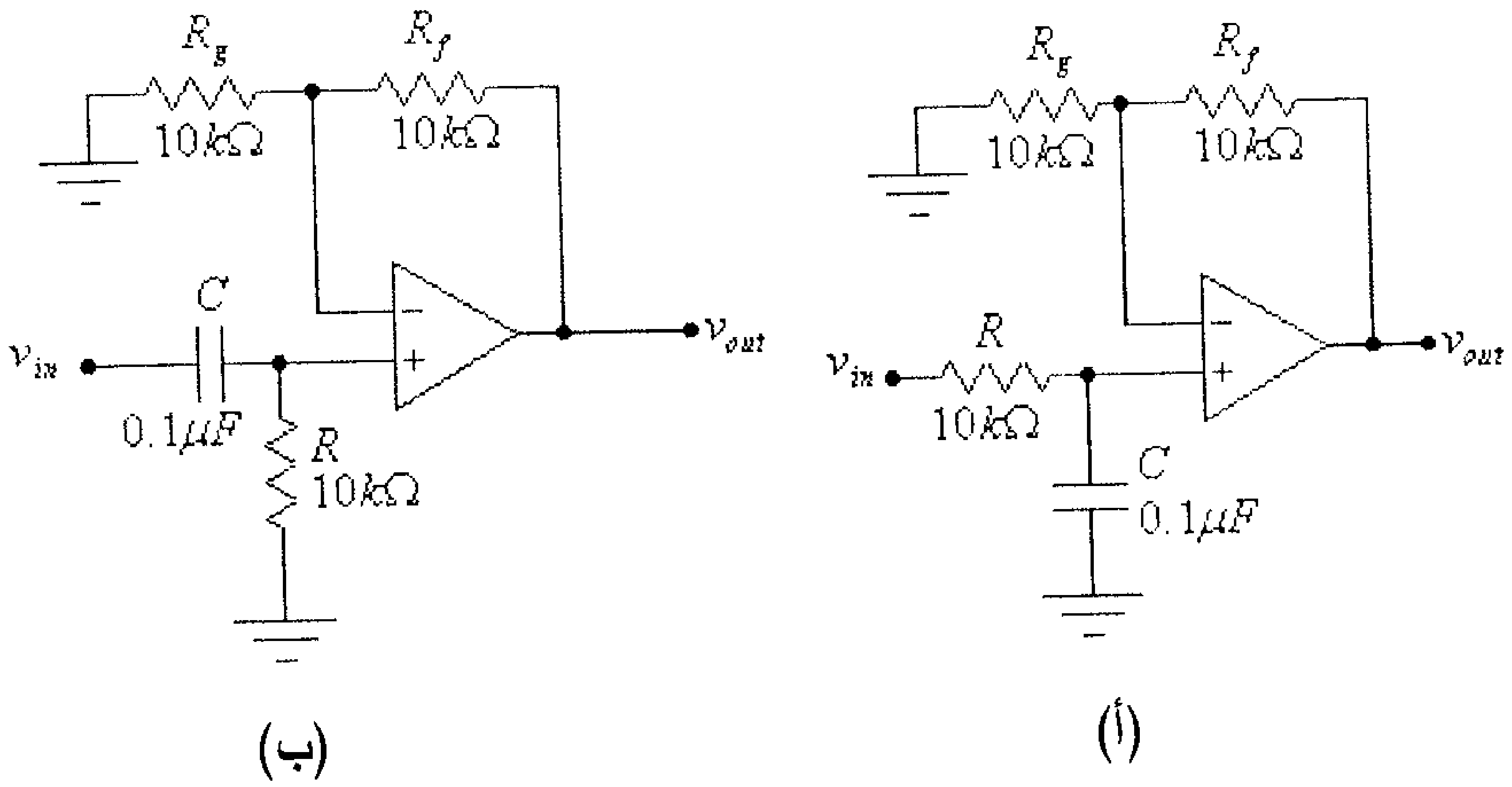
شكل (65)

16) للدائرة التالية، أوجد قيمة v_O بدلالة كل من v_1 و v_2 والمقاومة R .



شكل (66)

17) أرسم الخاصية الترددية لكل من المرشحات التالية.



شكل (67)

الوحدة الثامنة

مضخمات القدرة
POWER AMPLIFIERS

الوحدة الثامنة

مضخمات القدرة

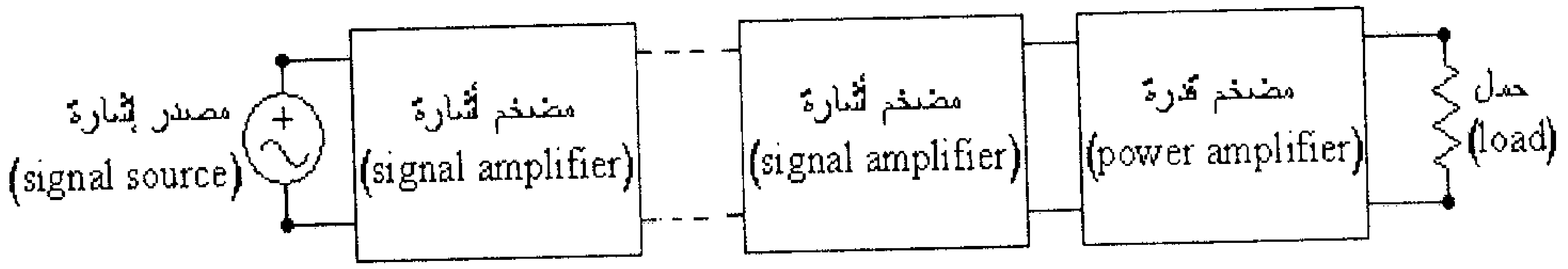
8.1 مدخل

عرفنا في الوحدة الرابعة من هذا الكتاب أنه يمكن تقسيم المضخمات الالكترونية الى مضخمات فولطيــة (voltage amplifiers) ومــضخمات تيار (current amplifiers) و مضخمات قــدرة (power amplifiers). وعرفنا كذلك أن الهدف الرئيسي لمضخمات الفولطية ومضخمات التيــار، والتي تسمى معاً مضخمات إشارة (signal amplifiers)، هو تضخيم سعة الإشارة المدخلية وأنتاج صورة مكبرة لها على مخرج المضخم دون إحداث تشويه على شكل تلك الإشارة. ولما كانت قيم فولطيات (وتيارات) الإشارات المُراد تضخيمها بمثل هذه المضخمات قليلة، فإن قدرات تلك المــضخمات قليلة جداً.

أما مضخمات القدرة (power amplifiers) فهدفها الرئيسي هــو تضخيم القدرة وتغذية الحمل بقدرة أكبر من القدرة المدخلية للمضخم، لــذا فإن قدرات مثل هذه المضخمات تكون كبيرة نسبياً.

وحيث أن قدرات مضخمات القدرة كبيرة نسبياً فإنه وعند تــصميم مثل هذه المضخمات يراعى أن تكون الضياعات المبددة فيها قليلــة، أي أن يكون معامل الفائدة لهذه المضخمات كبير نسبياً.

في دوائر التضخيم الالكترونية، والتي تتكون عادةً من عدة مراحل تضخيم موصولة على التسلسل كما في الشكل التالي، فإن مرحلة التضخيم الأخيرة والتي تُغذي الحمل تكون، عادةً، مضخم قدرة.

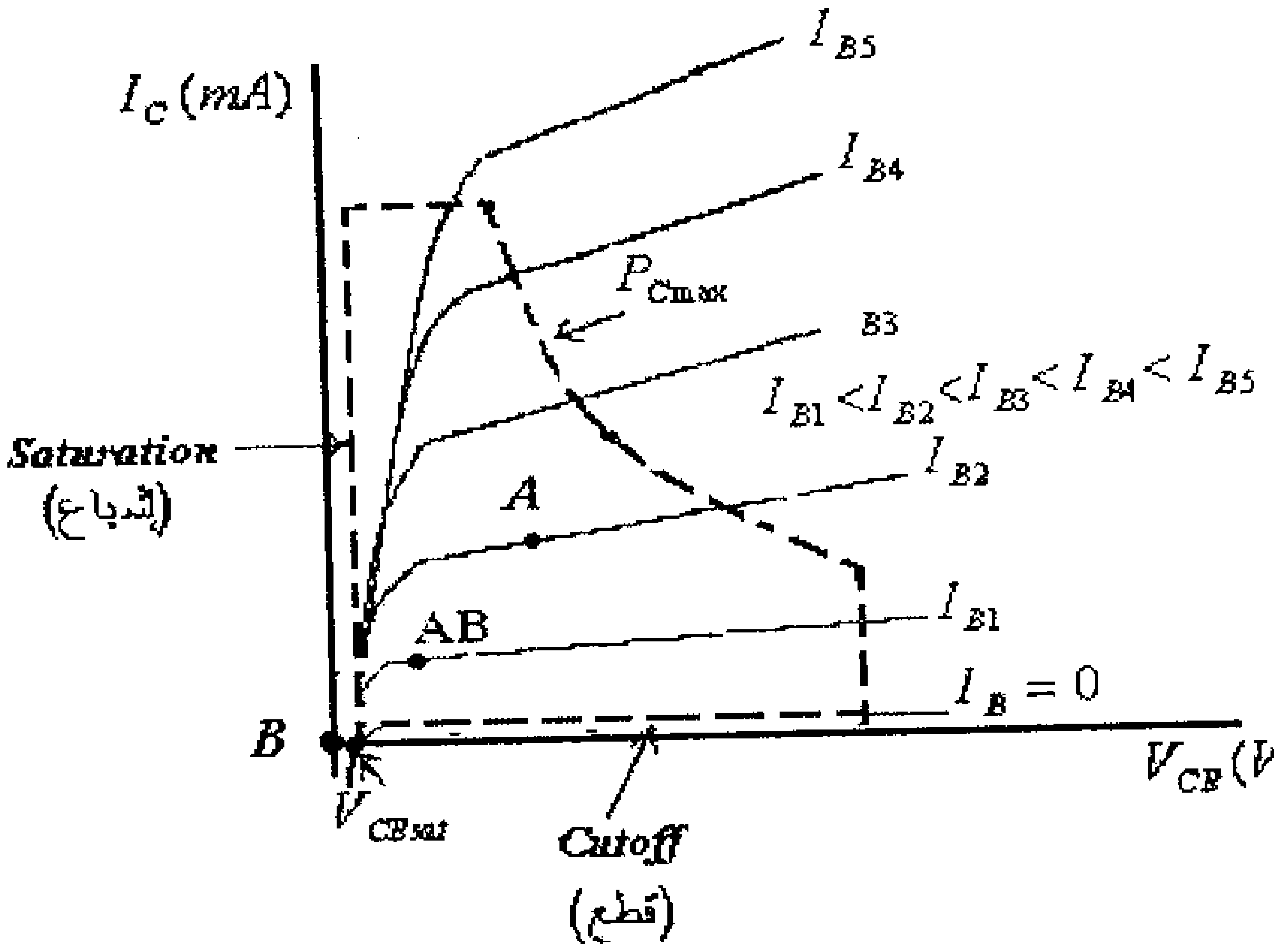


شكل (1)

8.2 تصنيف مضخمات القدرة

حسب موقع نقطة عمل (operating point) الترانزيستور والتي تُحدد قيم التيارات في الترانزيستور وفرق الجهد بين أطرافه عندما تكون فولطية الإشارة المدخلية v_{in} تساوي صفراً، والتي كثيراً ما تسمى أيضاً نقطة السكون (quiescent point) أو إختصاراً (Q-point)، يمكن تصنيف مضخمات القدرة الى الأصناف التالية:

- المضخمات من الصنف A (class A amplifiers): في هذا الصنف من المضخمات تكون نقطة العمل للترانزيستور في منتصف المنطقة الفعالة (النقطة A في الشكل التالي)، وهذا يضمن عدم دخول الترانزيستور، عند عمله، منطقتي الإشباع (saturation) أو القطع (cutoff).



شكل (2)

- المضخمات من الصنف class B amplifiers) B): في هذا الصنف من المضخمات يعمل الترانزيستور دون إنحياز، لذا تكون قيمة كل من جهد الإنحياز وتيار الإنحياز للترازيستور تساوي صفراً، أي أن نقطة العمل للترانزيستور هي النقطة B في الشكل السابق.

وحيث أن الترانزيستور في هذا الصنف من المضخمات يبقى دون إنحياز، فإن ترانزيستور واحد لن يستطيع تضخيم كامل الإشارة الكهربائية عندما تحوي جهداً بقيم موجبة وأخرى سالبة، لذا وفي هذا الصنف من المضخمات يستعمل زوجاً من الترانزيستورات إحداها يقوم بتضخيم الجزء الموجب من الموجة المدخلية والآخر يقوم بتضخيم الجزء السالب.

- المضخمات من الصنف class AB amplifiers) AB): في هذا الصنف من المضخمات يعمل الترانزيستور عند إنحياز بين ذلك للصنفين A و B، أي أن نقطة العمل للترانزيستور هي النقطة AB في الشكل السابق. وكما في حالة المضخم من الصنف B فإنه يلزم زوجاً من الترانزيستورات لبناء هذا الصنف من المضخمات.

- المضخمات من الصنف class C amplifiers) C): يستخدم في هذا الصنف من المضخمات دائرة رنين (resonant circuit) مكونة من مكثف وملف. ويعمل الترانزيستور ودائرة الرنين على إنتاج الإشارة المخرجية بتردد محدد، لذا فكثيراً ما يُستخدم هذا الصنف من المضخمات في دوائر الراديو ودوائر الإتصالات المختلفة.

- المضخمات من الصنف class D amplifiers) D): في هذا الصنف من المضخمات يعمل الترانزيستور كمفتاح الكتروني، لذا فإن هذا الصنف من المضخمات يمتاز بمعامل فائدته العالية لأن الضياعات الحرارية

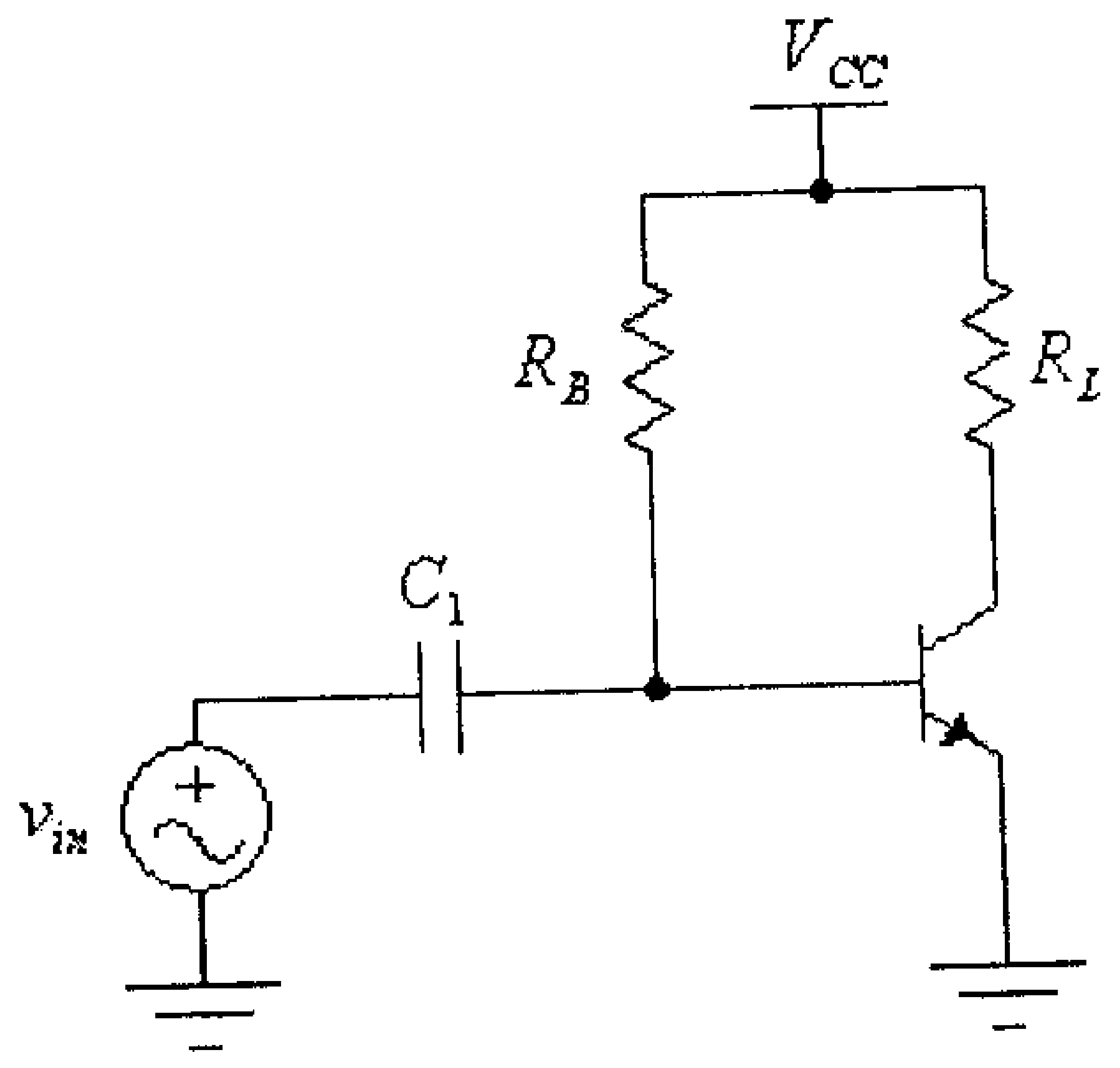
المبددة على الترنزيستور تكون قليلة نسبياً، مما يجعله مناسباً للتطبيقات ذات القدرات العالية.

8.3 مضخمات القدرة من الصنف A (Class A Amplifiers)

وكما ذُكر سابقاً فإن نقطة عمل الترانزيستور في هذا الصنف من المضخمات تكون في منتصف المنطقة الفعّالة، وذلك لضمان الحصول على أكبر تغير ممكن لتيار وفولطية الإشارة المخرجية دون دخول الترانزيستور منطقة الإشباع (saturation) أو منطقة القطع (cutoff).

يمكن بناء دائرة تضخيم من هذا الصنف من المضخمات باستخدام طرق الإنحياز المختلفة التي تم شرحها في الجزء الأول من هذا الكتاب.

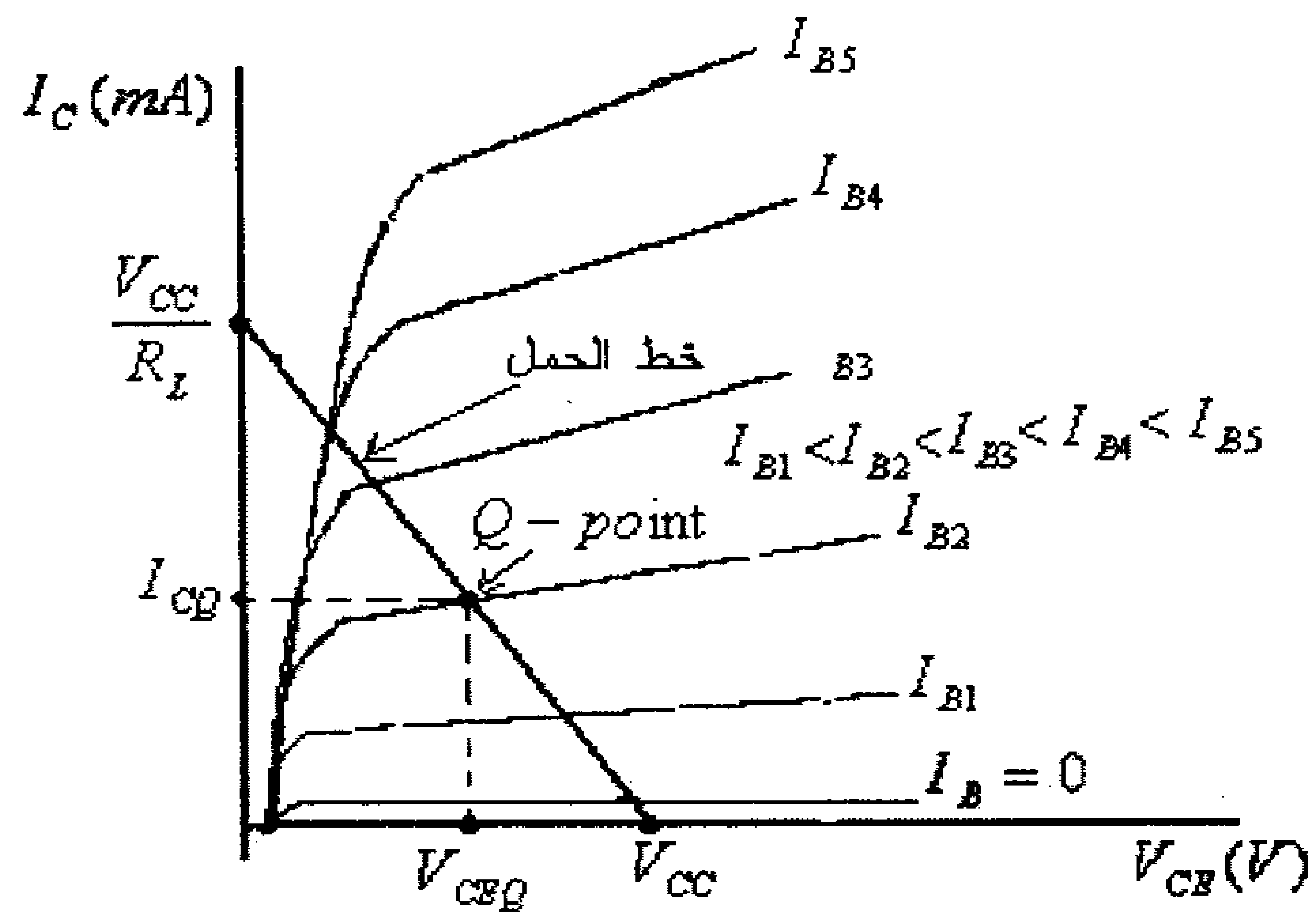
الشكل التالي يبين دائرة تضخيم بسيطة من الصنف A باستخدام الإنحياز الثابت.



شكل (3)

لاحظ في هذه الدائرة أن الحمل (R_L) موصول على التوالي مع الترانزيستور، لذا ففي الحمل سيمر تيار الإنحياز الثابت وتيار الإشارة المُضخَم.

الشكل التالي يبين الخاصية المخرجية للترانزيستور وخط الحمل.



شكل (4)

لاحظ في هذا الشكل أن نقطة عمل الترانزيستور (Q-point) تقع في منتصف خط الحمل. لذا فإن جهد الإنحياز وتيار الإنحياز للترانزيستور هما:

$$V_{CEQ}=\frac{V_{CC}}{2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

$$I_{CQ}=\frac{V_{CC}}{2R_L} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

ومن دائرة التضخيم السابقة:

$$I_B=\frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_B}=\frac{V_{CC}-0.7}{R_B}$$

$$I_{CQ}=\beta.I_B=\beta\left(\frac{V_{CC}-0.7}{R_B}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

$$V_{CEQ}=V_{CC}-I_C.R_L \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4)$$

من المعادلتين (2) و (3)، نجد أن:

$$\frac{V_{CC}}{2R_L}=\beta\left(\frac{V_{CC}-0.7}{R_B}\right)$$

ومنها:

$$R_B = \frac{2\beta R_L (V_{CC} - 0.7)}{V_{CC}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

وهذه المعادلة تعطينا إمكانية حساب قيمة المقاومة R_B اللازمة لتكون نقطة عمل الترانزيستور في منتصف خط الحمل.

وحيث أن معامل الفائدة (efficiency factor) هو من المعاملات المهمة التي تصف مضخمات القدرة فإنه من الضروري دراسة معامل الفائدة لمثل هذا الصنف من المضخمات.

يُعرف معامل الفائدة للمضخم بأنه النسبة بين قدرة التيار المتردد المزودة للحمل وقدرة التيار المستمر المستهلكة من مصدر التغذية، أي أن:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}}$$

حيث:

P_L – قدرة التيار المتردد المُزودة للحمل.

P_{dc} – قدرة التيار المستمر المُستهلكة من مصدر التغذية.

وبالتدقيق بعمل دائرة المضخم نلاحظ أن التيار المستهلك من مصدر التغذية يساوي تيار الإنحياز I_{CQ} عندما تكون قيمة فولطية الإشارة المدخلية تساوي صفراً، وعند زيادة فولطية الإشارة المدخلية يزداد التيار المستهلك من مصدر التغذية، وعند نقصان فولطية الإشارة المدخلية ينقص التيار المستهلك من مصدر التغذية، أي أن القيمة المتوسطة للتيار (التيار المستمر) المُستهلك من مصدر التغذية ستكون مساويةً لتيار الإنحياز I_{CQ}. وعلية فإن قدرة التيار المستمر المُستهلكة من مصدر التغذية ستكون:

$$P_{dc} = V_{CC} . I_{CQ} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (6)$$

وبتعويض المعادلة (2) في هذه المعادلة، نستنتج أن:

$$P_{dc} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (7)$$

أما قدرة التيار المتردد المُزودة للحمل P_L ، فتساوي حاصل ضرب القيمتين الفعّالتين لتيار الحمل وفولطيته، أي أن:

$$P_L = I_L(rms).V_L(rms) \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (8)$$

ولكن:

$$I_L(rms) = \frac{V_L(rms)}{R_L} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (9)$$

وبتعويض المعادلة (9) في المعادلة (8)، نستنتج أن:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (10)$$

وكثيراً ما يتم التعبير عن فولطية الحمل باستخدام القيمة العظمى (peak value). وفي حالة كون الإشارة جيبية فإن العلاقة بين القيمة العظمى و القيمة الفعّالة لفولطية الحمل هي:

$$V_L(rms) = \frac{V_L(peak)}{\sqrt{2}}. \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (11)$$

وبتعويض المعادلة (11) في المعادلة (10)، نستنتج أن:

$$P_L = \frac{[V_L(peak)]^2}{2R_L} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (12)$$

وحيث أن القيمة العظمى لفولطية الحمل، عندما يكون الترانزيستور بحالة إشباع، تساوي قيمة فولطية التغذية V_{CC}، فيمكن الإستنتاج أن القيمة العظمى لفولطية الإشارة المترددة للحمل هي:

$$V_L(peak) = V_{CC} - V_{CEQ} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (13)$$

وبتعويض المعادلة (1) في هذه المعادلة، نستنتج أن:

$$V_L(peak) = \frac{V_{CC}}{2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (14)$$

وبتعويض المعادلة (14) في المعادلة (12)، نستنتج أن:

$$P_L = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (15)$$

ومن المعادلتين (7) و (15) نستنتج أن أعلى قيمة لمعامل الفائدة لهذا الصنف من المضخمات ستكون:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{\dfrac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\dfrac{V_{CC}^2}{2R_L}} = \frac{1}{4} = 25\%$$

من هذه المعادلة نلاحظ أن معامل الفائدة لمثل هذا النوع من المضخمات قليل جداً وأن الجزء الأكبر من القدرة المستهلكة من مصدر التغذية ستضيع بشكل حرارة تذهب لتسخين الترانزيستور المُستخدم في الدائرة.

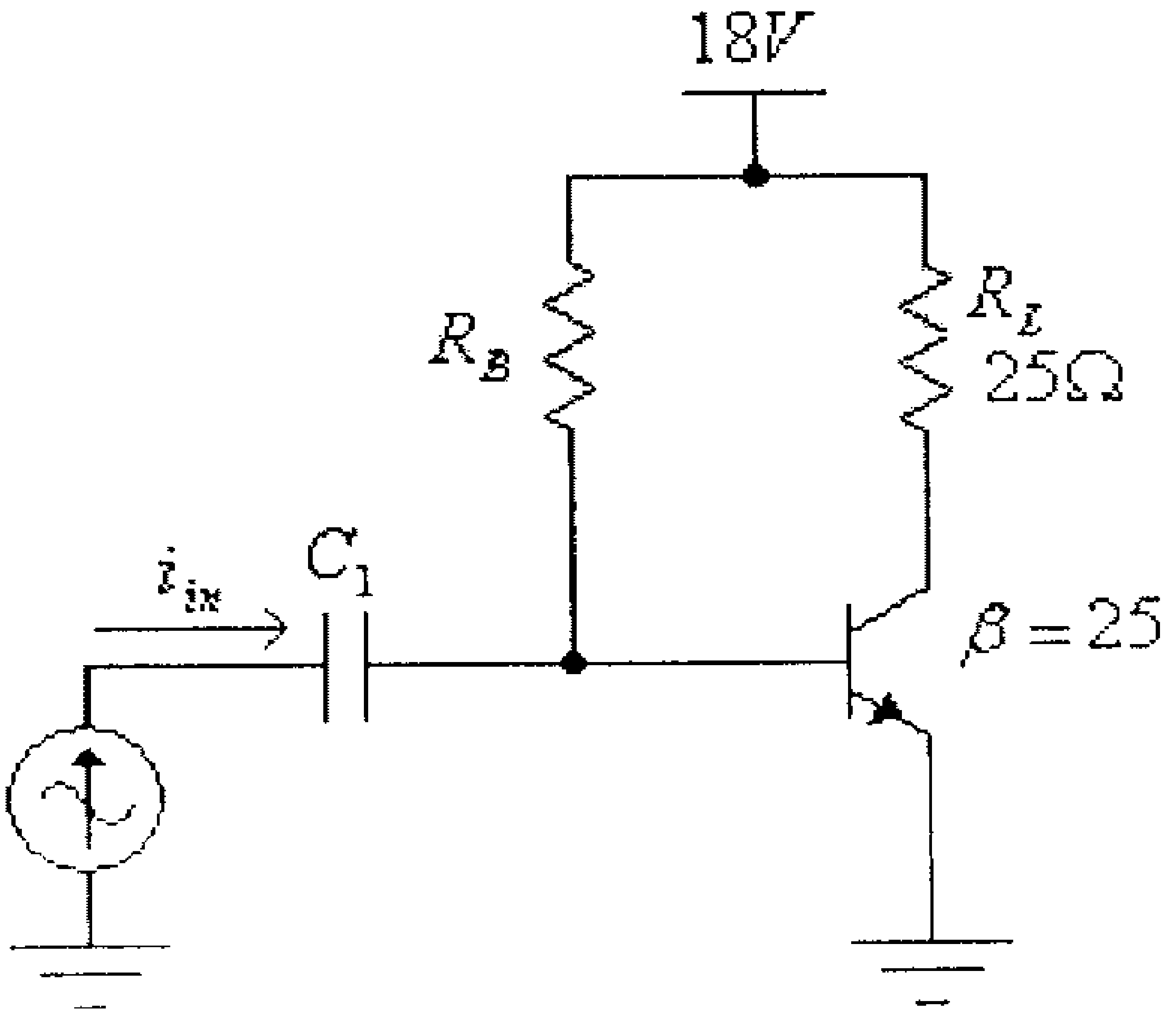
مثال (1):

لدائرة مضخم القدرة من الصنف A المبينة في الشكل التالي:

أ) أوجد قيمة المقاومة R_B اللازمة لجعل نقطة عمل الترانزيستور في منتصف خط الحمل.

ب) أوجد قيمة القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة للمضخم، إذا علمت أن تيار الإشارة المدخلية جيبي وبقيمة فعّالة مقدارها $5mA$.

ج) ما هي القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلية التي يُمكن تضخيمها باستخدام هذه الدائرة دون تشويه. ما قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة، في هذه الحالة.



شكل (5)

الحل:

أ) من هذه الدائرة:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_L} = \frac{18}{2(25)} = 0.36A = 360mA$$

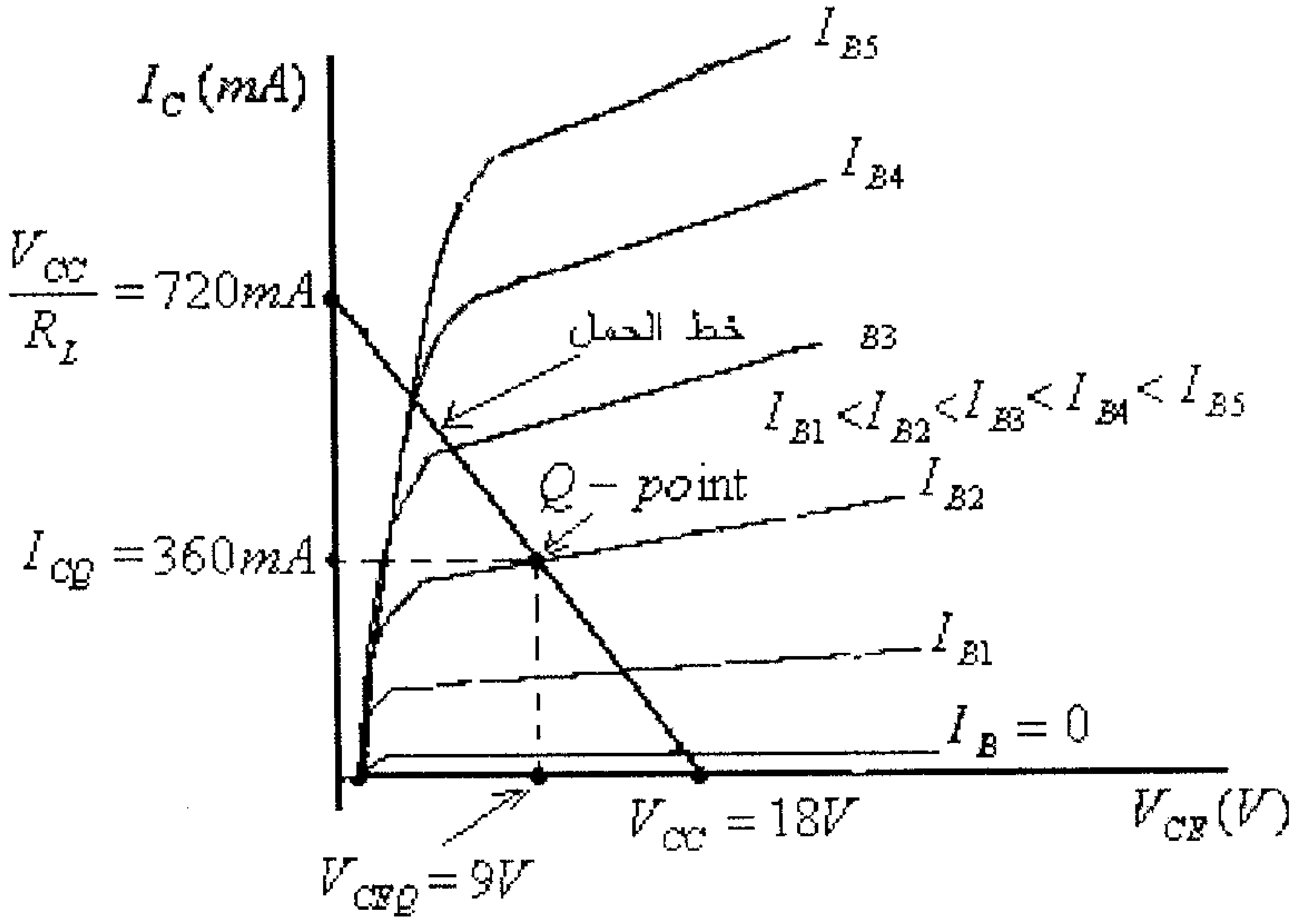
$$I_B = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{360}{25} = 14.4mA$$

وبالتالي فإن:

$$R_B = \frac{V_{CC} - 0.7}{I_B} = \frac{18 - 0.7}{14.4x10^{-3}} = 1200\Omega = 1.2k\Omega$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.R_L = 18 - (0.36).(25) = 9V$$

الشكل التالي يبين قيم فولطية الإنجياز وتيار الإنحياز للترانزيستور.



شكل (6)

ب) القدرة المستهلكة من مصدر التغذية:

$$P_{dc} = V_{CC}.I_{CQ} = 18(360x10^{-3}) = 6.48W$$

تيار الإشارة المدخلي هو:

$$i_{in}(\omega t) = \sqrt{2}(5x10^{-3})\sin(\omega t) = 7.07x10^{-3}\sin(\omega t)$$

التيار المتردد للحمل (تيار الإشارة المخرجية) هو:

$$i_L(\omega t) = \beta.i_{in}(\omega t) = 25x7.07x10^{-3}\sin(\omega t) = 176.75x10^{-3}\sin(\omega t)$$

الفولطية المترددة للحمل (فولطية الإشارة المخرجية) هي:

$$v_L(\omega t) = R_L.i_L(\omega t) = 25x176.75x10^{-3}\sin(\omega t) = 4.39\sin(\omega t)$$

القيمة الفعالة لفولطية الحمل هي:

$$V_L(rms) = \frac{V_L(peak)}{\sqrt{2}} = \frac{4.39}{\sqrt{2}} = 3.1V$$

أي أن القدرة المزوده للحمل هي:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} = \frac{(3.1)^2}{25} = 0.3844W$$

القدرة الضائعة في الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = 6.48 - 0.3844 = 6.01W$$

وبالتالي فإن معامل الفائدة للمضخم هي:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{0.3844}{6.48} x100\% = 5.93\%$$

ج) القيمة العظمى للفولطية المترددة للحمل (فولطية الإشارة المخرجية) هي:

$$V_L(peak) = V_{CC} - V_{CEQ} = 18 - 9 = 9V$$

القيمة العظمى للتيار المتردد للحمل (تيارالإشارة المخرجية) هي:

$$I_L(peak) = \frac{V_L(peak)}{R_L} = \frac{9}{25} = 0.36A = 360mA$$

وبالتالي فإن القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلية هي:

$$I_{in}(peak) = \frac{I_L(peak)}{\beta} = \frac{360}{25} = 14.4mA$$

والإشارة المدخلية التي القيمة العظمى لتيارها تساوي أو أقل من هـذه القيمة يُمكن تضخيمها بدون تشويه.

في هذه الحالة:

$$P_{dc} = V_{CC}.I_{CQ} = 18(360x10^{-3}) = 6.48W$$

القيمة الفعالة لفولطية الحمل هي:

$$V_L(rms) = \frac{V_L(peak)}{\sqrt{2}} = \frac{9}{\sqrt{2}} = 6.364V$$

أي أن القدرة المزوده للحمل هي:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} = \frac{(6.364)^2}{25} = 1.62W$$

القدرة الضائعة في الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = 6.48 - 1.62 = 4.86W$$

وبالتالي فإن معامل الفائدة للمضخم هي:

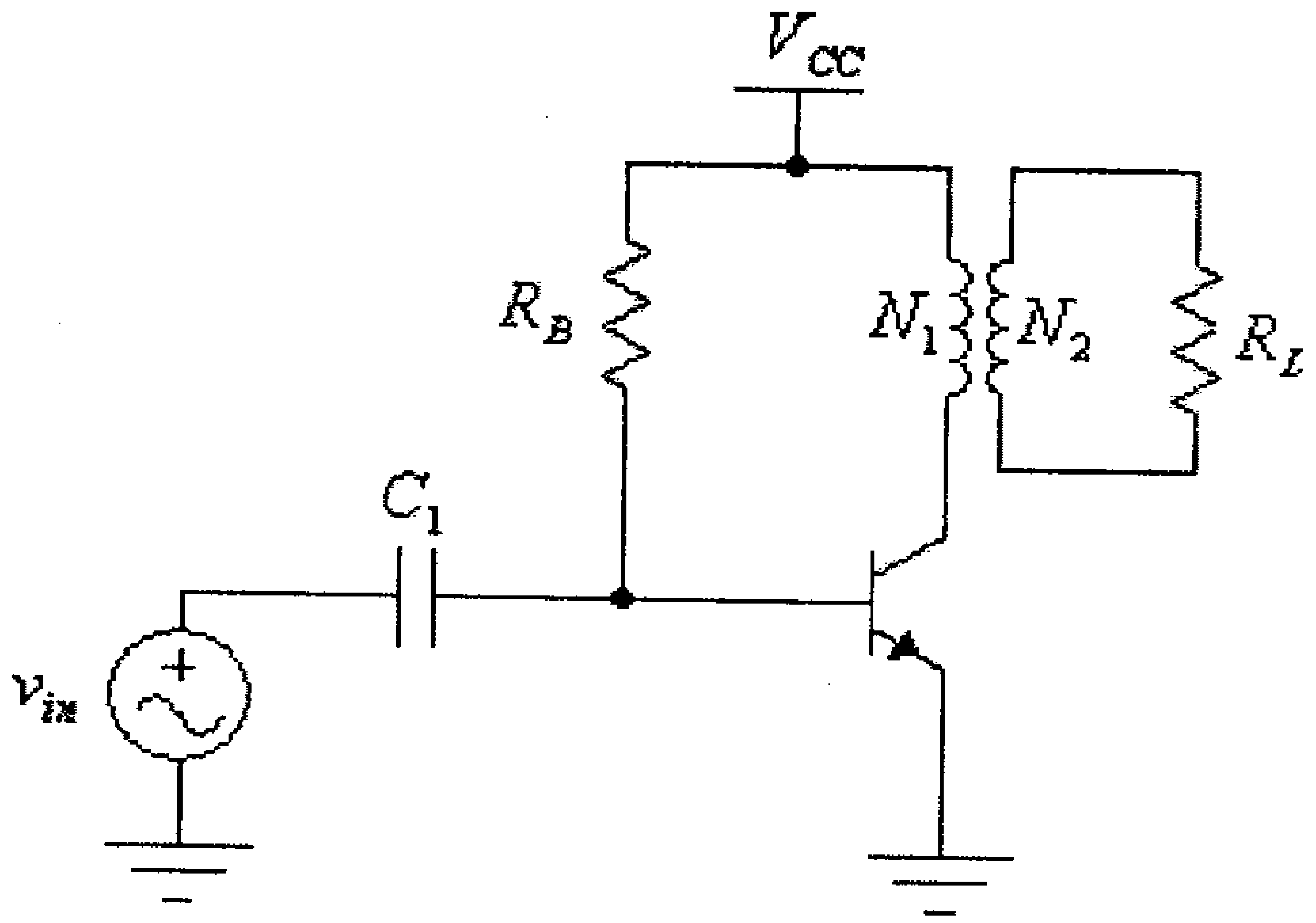
$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{1.62}{6.48} x100\% = 25\%$$

لاحظنا من الدائرة السابقة أن:

- معامل الفائدة لهذه الدائرة قليل نسبياً وبحده الأقصى يصل الى 25% فقط، وبالتالي فإن معظم القدرة الكهربائية المستهلكة من مصدر التغذية سيضيع بشكل حرارة تذهب لتسخين الترانزيستور.
- التيار المار في الحمل هو مجموع تياري الإشارة المترددة (بعد تضخيمها) وتيار الإنحياز الثابت I_{CQ}.

وحيث أن قيمة تيار الإنحياز ثابتة ولا تحوي أي معلومة عن الإشارة المدخلية المُراد تضخيمها، لذا فيحبذ أن لا يمر تيار الإنحياز في الحمل لأنه سيؤدي الى تسخينه فقط (نتيجة الضياع الحراري الناتج عنه).

وللتخلص من مرور تيار الإنحياز الثابت في الحمل يتم توصيل الحمل مع دائرة التضخيم بواسطة محول كهربائي كما في الشكل التالي.

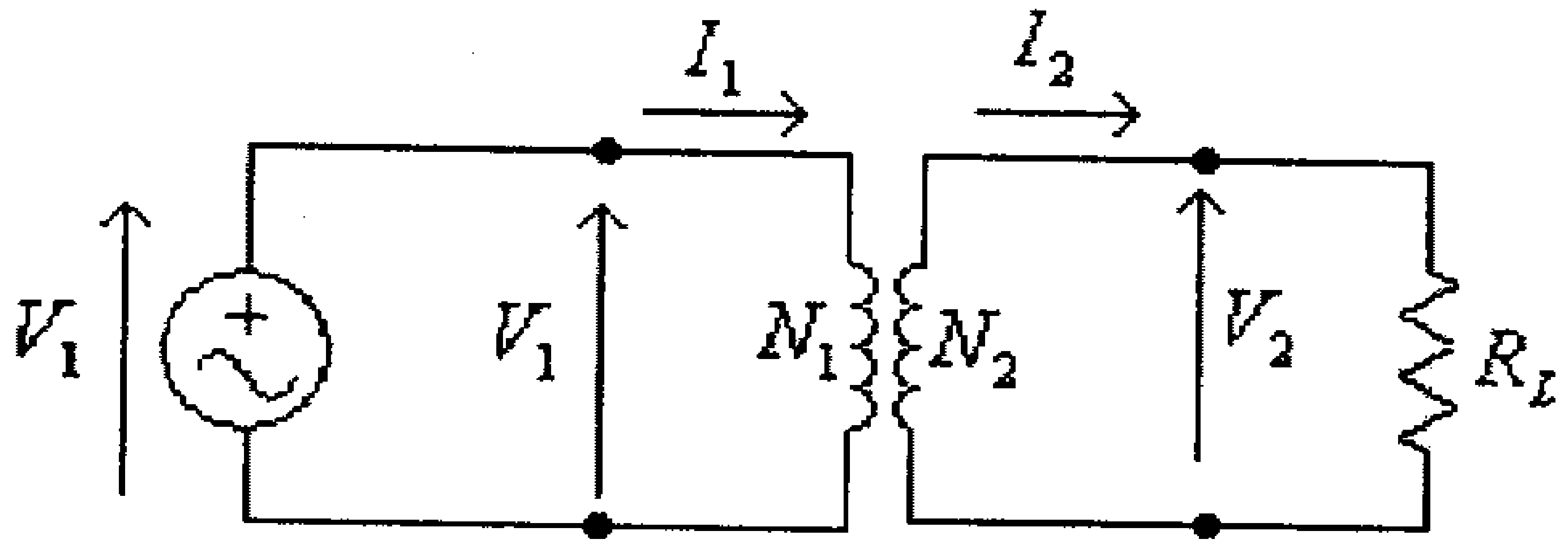


شكل (7)

وحتى نستكمل دراسة هذه الدائرة لا بد من مراجعة مبدأ عمل المحول. المحول بشكله البسيط يتكون من ملفين (أو أكثر) ملفوفين على قلب من مادة عالية الإيصالية للمجال المغناطيسي، ويتم نقل القدرة الكهربائية من الملف الإبتدائى الى الملف الثانوي (وباقي الملفات، إن وُجدت) بواسطة المجال المغناطيسي الذي يربط ملفات المحول.

وللمحول لا بد من ذكر الحقائق التالية:

- الفولطية بين طرفي أي ملف من ملفات المحول تتناسب تناسباً طردياً مع عدد لفات الملف. فللمحول المبين في الشكل التالي.



شكل (8)

فإن:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(1)}$$

حيث:

V_1 و V_2: الفولطية بين طرفي كل من الملفين الإبتدائي والثانوي على التوالي.

N_1 و N_2 : عدد ملفات كل من الملفين الإبتدائي والثانوي على التوالي.

من المعادلة السابقة نستنتج أن:

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(2)}$$

وبإفتراض أن القدرة الكهربائية الضائعة في المحول تساوي صفراً، فإن القدرة الكهربائية المُزودة من مصدر التغذية (P_1) تساوي القـدرة الكهربائيـة المزودة للحمل (P_2)، أي أن:

$$P_1 = P_2$$

أو:

$$V_1.I_1 = V_2.I_2$$

أي أن:

$$I_2 = \frac{V_1}{V_2}.I_1 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(3)}$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (3)، نستنتج أن:

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2}.I_1 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(4)}$$

ومن الشكل (8)، السابق، نستنتج أن:

$$R_L = \frac{V_2}{I_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

وبتعويض المعادلتين (2) و (4) في هذه المعادلة، نستنتج أن:

$$R_L = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 . \left(\frac{V_1}{I_1}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (6)$$

وحيث أن $\left(\frac{V_1}{I_1}\right)$ هي قيمة مقاومة موصولة مع الملف الإبتدائي فإننا سنرمز لها بالرمز R_L' وستكون المقاومة المكافئة لمقاومة الحمل بعد نقلها للملف الإبتدائي للمحول.

من المعادلة (6) نستنتج أن:

$$R_L = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 . R_L' \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (7)$$

ومنها:

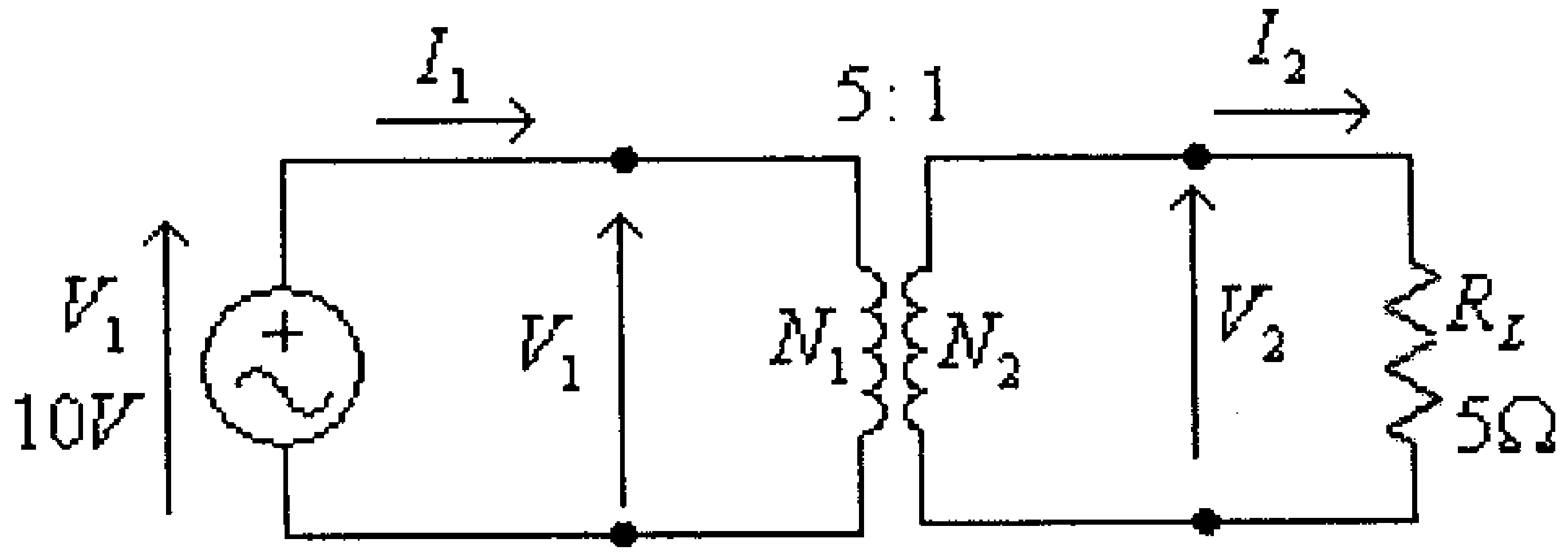
$$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 . R_L \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (8)$$

وهذه المعادلة تعطينا إمكانية إيجاد المقاومة المكافئة لمقاومة الحمل بعد نقلها الى الملف الإبتدائي للمحول.

مثال (2):

للدائرة التالية، وإذا علمت أن القيمة الفعّالة للفولطية المدخلية تساوي $10V$ وأن النسبة بين عدد لفات الملفين الإبتدائي والثانوي تساوي $5:1$، أوجد قيمة كل من:

- الفولطية المخرجية.
- التيارين المدخلي والمخرجي.
- المقاومة المكافئة لمقاومة الحمل، بعد نقلها الى الملف الإبتدائي للمحول.
- القدرة المدخلية والقدرة المخرجية للمحول.



شكل (9)

الحل:

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1}V_1 = \frac{1}{5}(10) = 2V$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_L} = \frac{2}{5} = 0.4A = 400mA$$

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1}.I_2 = \frac{1}{5}.(400mA) = 80mA$$

$$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 .R_L = \left(\frac{5}{1}\right)^2 .(5) = 125\Omega$$

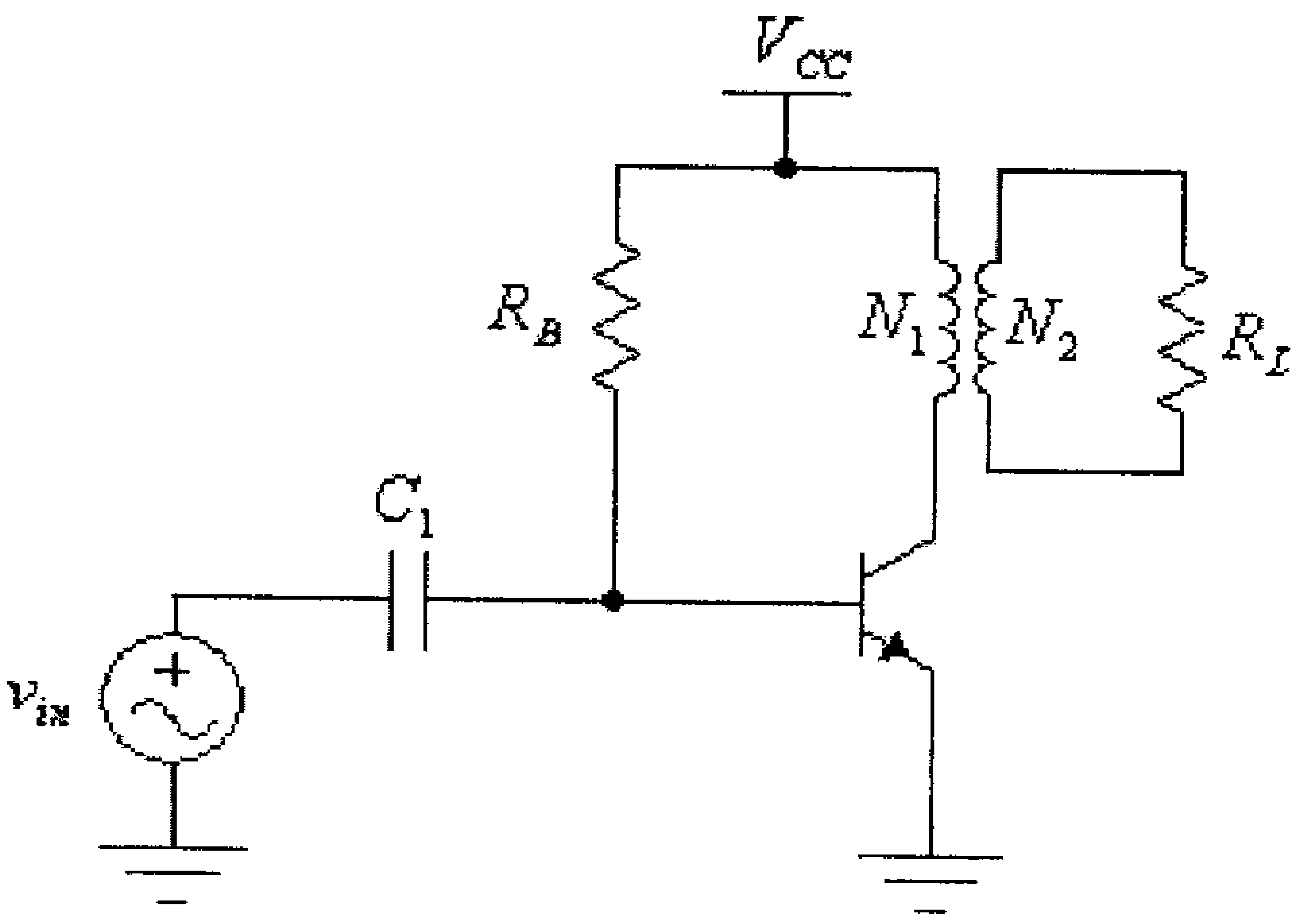
لاحظ أن:

$$R_L' = \frac{V_1}{I_1} = \frac{10}{80x10^{-3}} = 125\Omega$$

$$P_1 = V_1.I_1 = (10V).(80x10^{-3}) = 0.8W$$

$$P_2 = V_2.I_2 = (2V).(400x10^{-3}) = 0.8W$$

وبعد أن تم التعرف على مبدأ عمل المحول فإننا سنقوم الآن بدراسة عمل مضخم القدرة من الصنف A والمبينة دائرته في الشكل التالي.



شكل (10)

وحيث أن المقاومة المكافئة للمحول والحمل للتيار المستمر (تيار الإنحياز) تختلف عنها في حالة التيار المتردد (تيار الإشارة)، فإننا سنقوم برسم خطين للحمل هما:

- خط الحمل للتيار المستمر (تيار الإنحياز).
- خط الحمل للتيار المتردد (تيار الإشارة).

لاحظ أن المقاومة المكافئة للمحول والحمل، للتيار المستمر، تساوي مقاومة الملف الإبتدائي والتي تساوي صفراً تقريباً، بينما المقاومة المكافئة للمحول والحمل للتيار المتردد تساوي مقاومة الحمل منقولة الى الملف الإبتدائي للمحول، أي تساوي:

$$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 . R_L$$

خط الحمل للتيار المستمر (تيار الإنحياز)

في هذه الدائرة وحيث أن الملف الإبتدائي للمحول موصول مع مُجمع الترانزيستور، وحيث أن مقاومة الملف الإبتدائي للمحول تساوي صفراً،أي أن:

$$R_C = 0\Omega$$

فإن نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي للخاصية المخرجية للترانزيستور ستكون:

$$\frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{0} = \infty$$

وهذا يعني ان خط الحمل لن يتقاطع مع المحور العمودي للخاصية المخرجية للترانزيستور، أي بمعنى آخر فإن خط الحمل سيكون موازياً للمحور العمودي للخاصية المخرجية للترانزيستور.

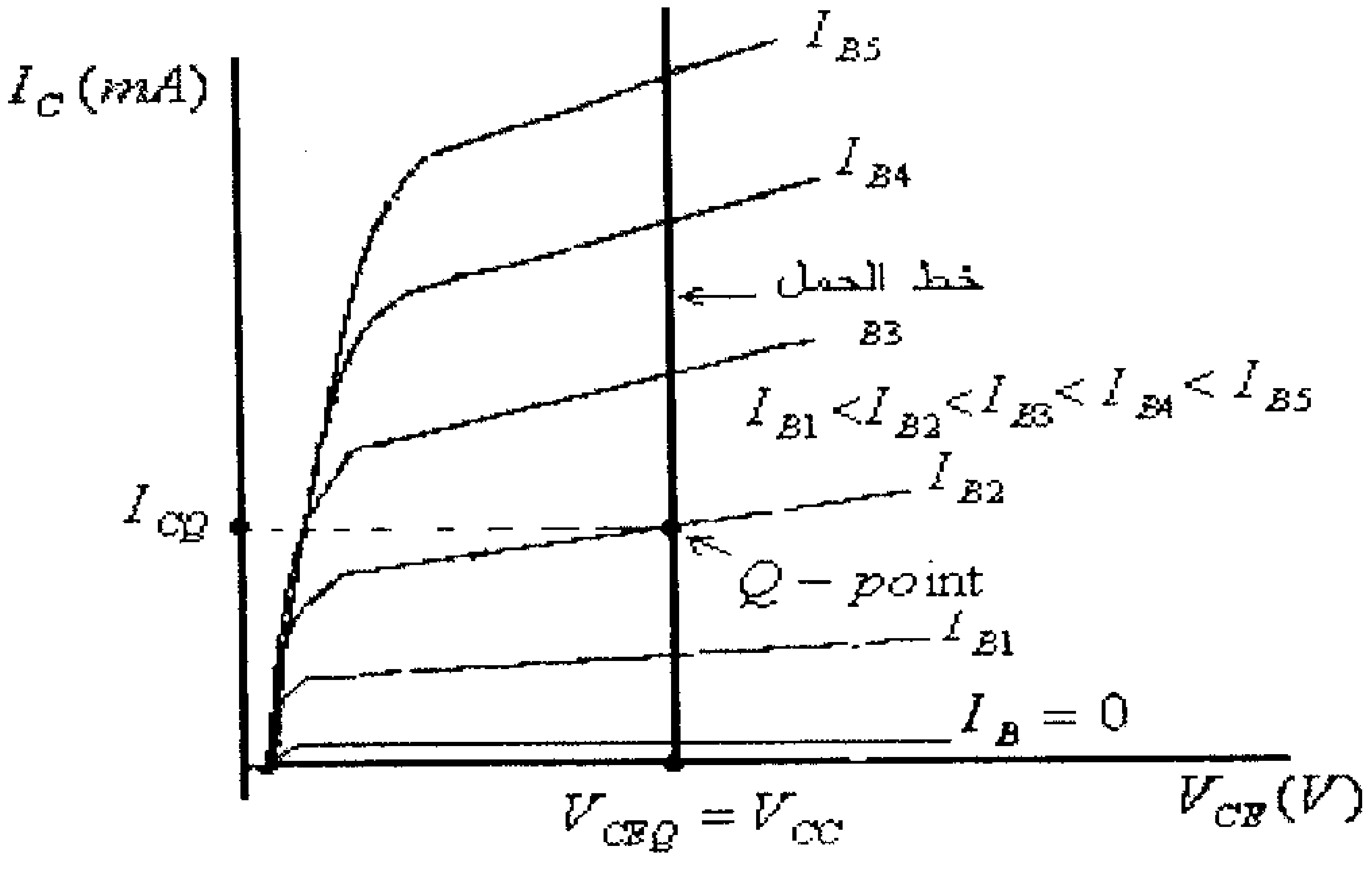
وحيث أن:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C . R_C$$

ولكون $R_C = 0\Omega$ نستنتج أن:

$$V_{CEQ} = V_{CC}$$

الشكل التالي يبين الخاصية المخرجية للترانزيستور وخط الحمل.



شكل (11)

ويتم تحديد نقطة عمل الترانزيستور (Q-point) من معرفة تيار القاعدة I_B.

أي أن:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B}$$

$$I_{CQ} = \beta . I_B = \beta \left(\frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} \right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

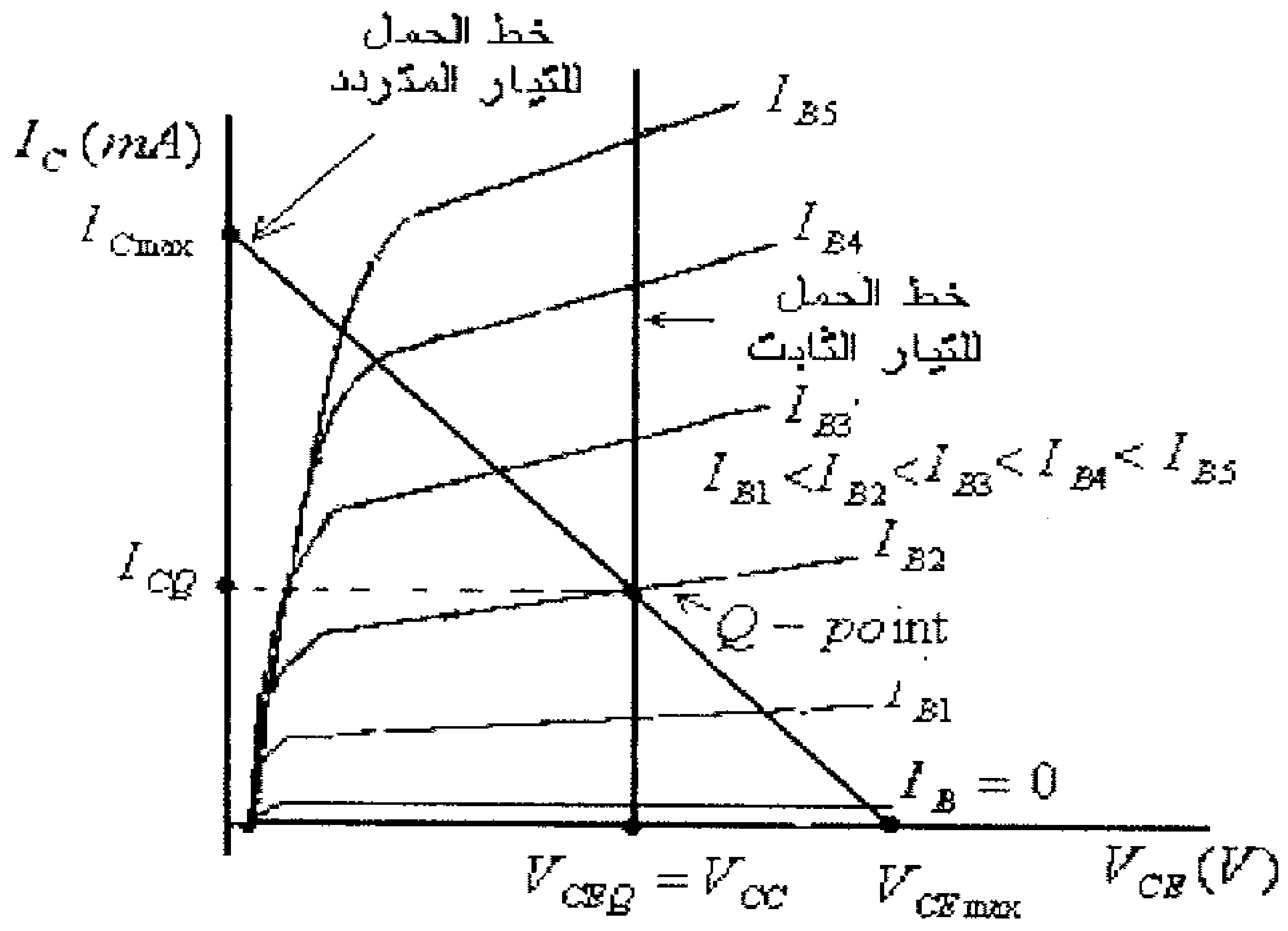
$$V_{CEQ} = V_{CC} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

خط الحمل للتيار المتردد (تيار الإشارة)

وكما عرفنا سابقاً فإن المقاومة المكافئة للمحول والحمل، في حالة التيار المتردد، تساوي مقاومة الحمل منقولة الى الملف الإبتدائي للمحول، أي أن:

$$R_C = R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 . R_l \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

أي أن خط الحمل للتيار المتردد سيكون ميله مـساوياً لـــ $\left(-\frac{1}{R_l'} \right)$، وهو يمر بنقطة عمل الترانزيستور (Q-point)، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (12)

ومن معرفة أن ميل خط الحمل للتيار المتردد يساوي ($-\frac{1}{R_L'}$) وأن هذا الخط يمر بالنقطة التي إحداثياتها هي (V_{CC}، I_{CQ}) نستنتج أن معادلة هذا الخـــط هي:

$$I_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_L'}(V_{CE} - V_{CC}) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4)$$

ونستطيع من هذه المعادلة إيجاد نقطة تقاطع خط الحمل مـــع المحـــور الأفقي ($V_{CE\max}$) ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي ($I_{C\max}$).

فمن المعادلة (4) نجد أن:

$$I_{C\max} - I_{CQ} = -\frac{1}{R_L'}(0 - V_{CC})$$

ومنها نجد أن:

$$I_{C\max} = \frac{V_{CC}}{R_L'} + I_{CQ} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5)$$

وكذلك:

$$I_{CQ} = -\frac{1}{R_L'}(V_{CE\max} - V_{CC})$$

ومنها:

$$V_{CE\max} = I_{CQ}.R_L' + V_{CC} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (6)$$

من المعادلتين (5) و (6) نستنتج أن القيمة العظمى للقدرة التي يمكـــن لهذا المضخم تزويدها هي:

$$P_{L\max} = \frac{I_{C\max}.V_{CE\max}}{8} = \left(\frac{1}{8}\right)\left(\frac{V_{CC}}{R_L'} + I_{CQ}\right).\left(I_{CQ}.R_L' + V_{CC}\right)$$

$$= \frac{V_{CC}.I_{CQ}}{4} + \frac{I_{CQ}^2.R_L'}{8} + \frac{V_{CC}^2}{8R_L'} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (7)$$

وبما أن القدرة المدخلية للمضخم هي:

$$P_{dc} = V_{CC}.I_{CQ} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots \quad (8)$$

فمن المعادلتين (7) و (8)، نستنتج أن القيمة العظمى لمعامل الفائدة لهذا المضخم ستكون:

$$\eta_{max} = \frac{P_{L\max}}{P_{dc}} = \frac{1}{4} + \frac{I_{CQ}.R_L'}{8V_{CC}} + \frac{V_{CC}}{8I_{CQ}.R_L'} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (9)$$

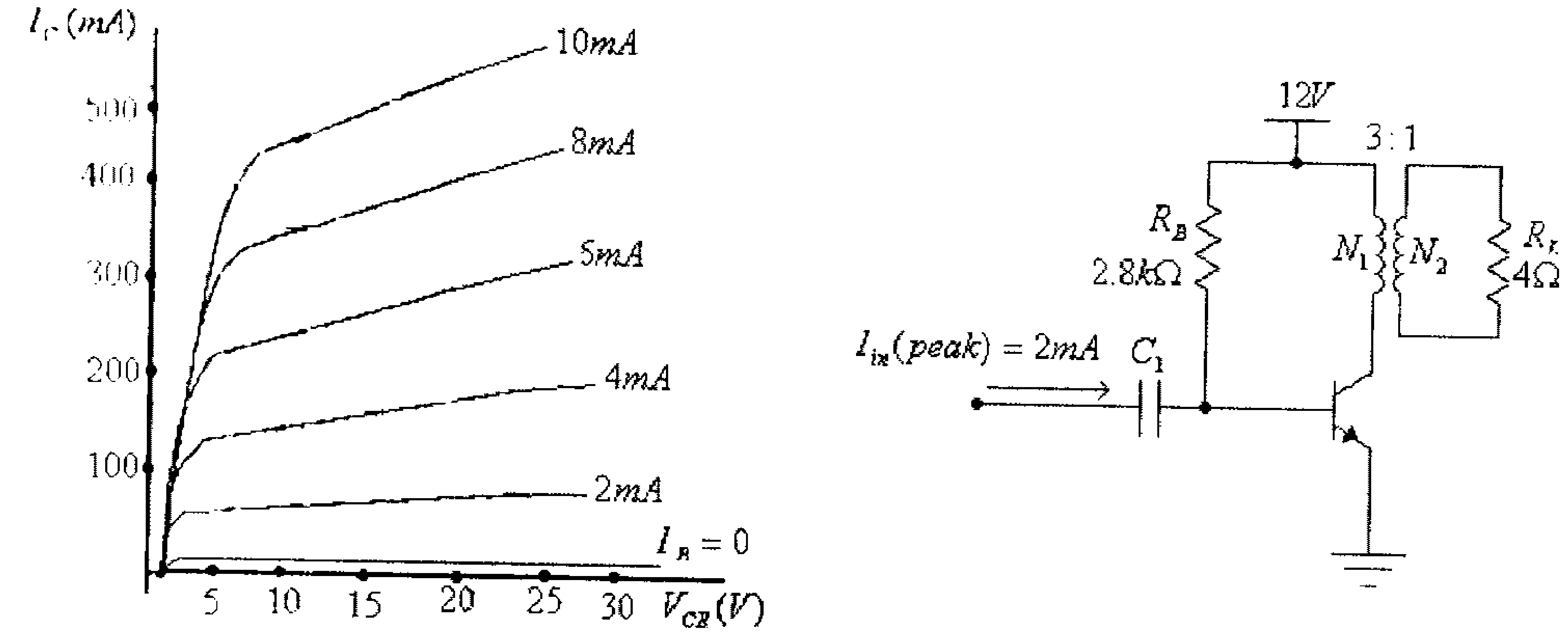
ولكن عند القيمة العظمى للقدرة المزودة من المضخم فإن:

$$V_{CC} = I_{CQ}.R_L' \quad \ldots\ldots\ldots\ldots \quad (10)$$

وبتعويض المعادلة (10) في المعادلة (9)، نستنتج أن القيمة العظمى لمعامل الفائدة لهذا المضخم تساوي 50%.

مثال (3):

لدائرة مضخم القدرة من الصنف A والخاصية المخرجية للترانزيستور المُبينتين في الشكل التالي، أوجد قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل وكذلك معامل الفائدة للمضخم.



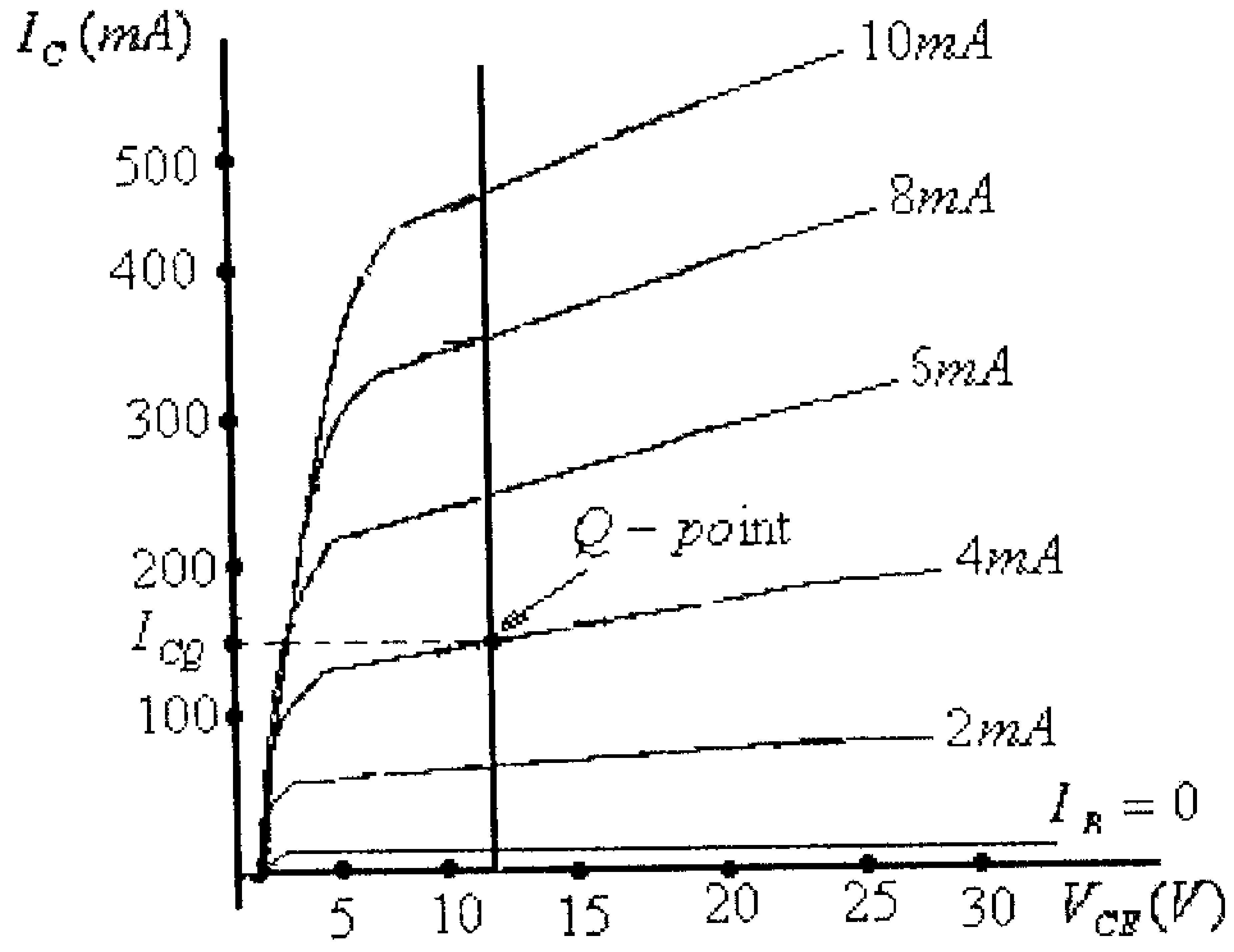
شكل (13)

الحل: من هذه الدائرة:

$$I_B = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{2800} = 4x10^{-3} A = 4mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} = 12V$$

ونستطيع اللآن رسم خط الحمل للتيار المستمر وتحديـــد نقطـــة عمـــل الترانزيستور، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (14)

ومن هذا الشكل، نجد أن:

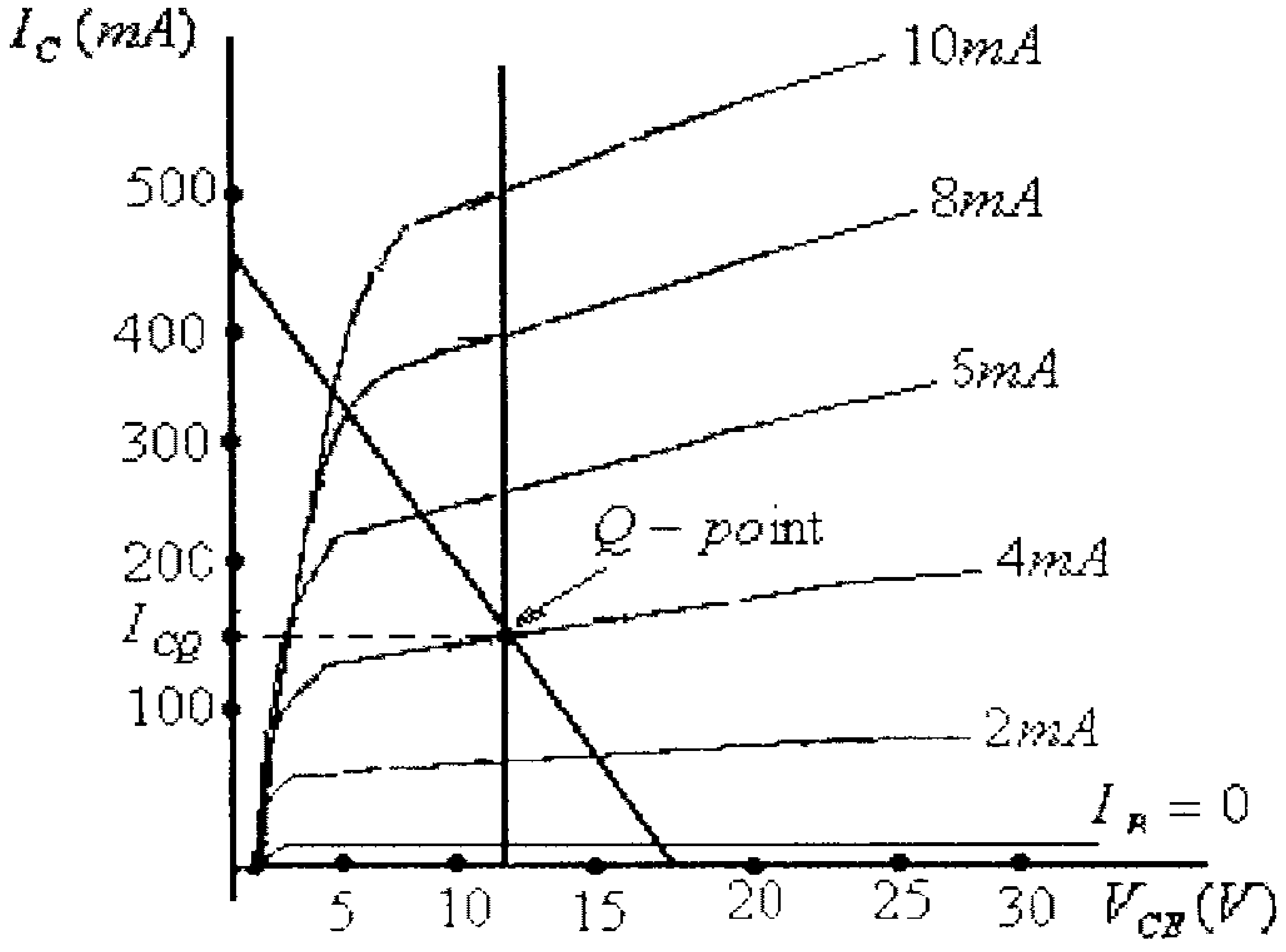
$$I_{CQ} = 140mA$$

$$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 .R_L = \left(\frac{3}{1}\right)^2 .(4) = 36\Omega$$

$$I_{C\max} = \frac{V_{CC}}{R_L'} + I_{CQ} = \frac{12}{36} + 140x10^{-3} = 0.473A$$

$$V_{CE\max} = I_{CQ}.R_L' + V_{CC} = 140x10^{-3} x36 + 12 = 17.4V$$

ونستطيع الآن رسم خط الحمل للتيار المتردد، بتوصيل النقطتين $I_{C\max}$ و $V_{CE\max}$، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (15)

ولما كان $I_{in}(peak) = 2mA$ ، فمن هذا الشكل نلاحظ أنه عند $I_B = 4 - 2 = 2mA$ فإن:

$$V_{CE} = V_{CE\max} = 15V$$

و:

$$I_C = I_{C\min} = 50mA$$

وعند $I_B = 4 + 2 = 6mA$ فإن:

$$V_{CE} = V_{CE\min} = 8V$$

و:

$$I_C = I_{C\max} = 240mA$$

وبالتالي فإن:

$$P_L = \frac{(V_{CE\max} - V_{CE\min}).(I_{C\max} - I_{C\min})}{8} = \frac{(15-8).(240x10^{-3} - 50x10^{-3})}{8} = 0.1663W$$

$$P_{dc} = V_{CC}.I_{CQ} = 12(140x10^{-3}) = 1.68W$$

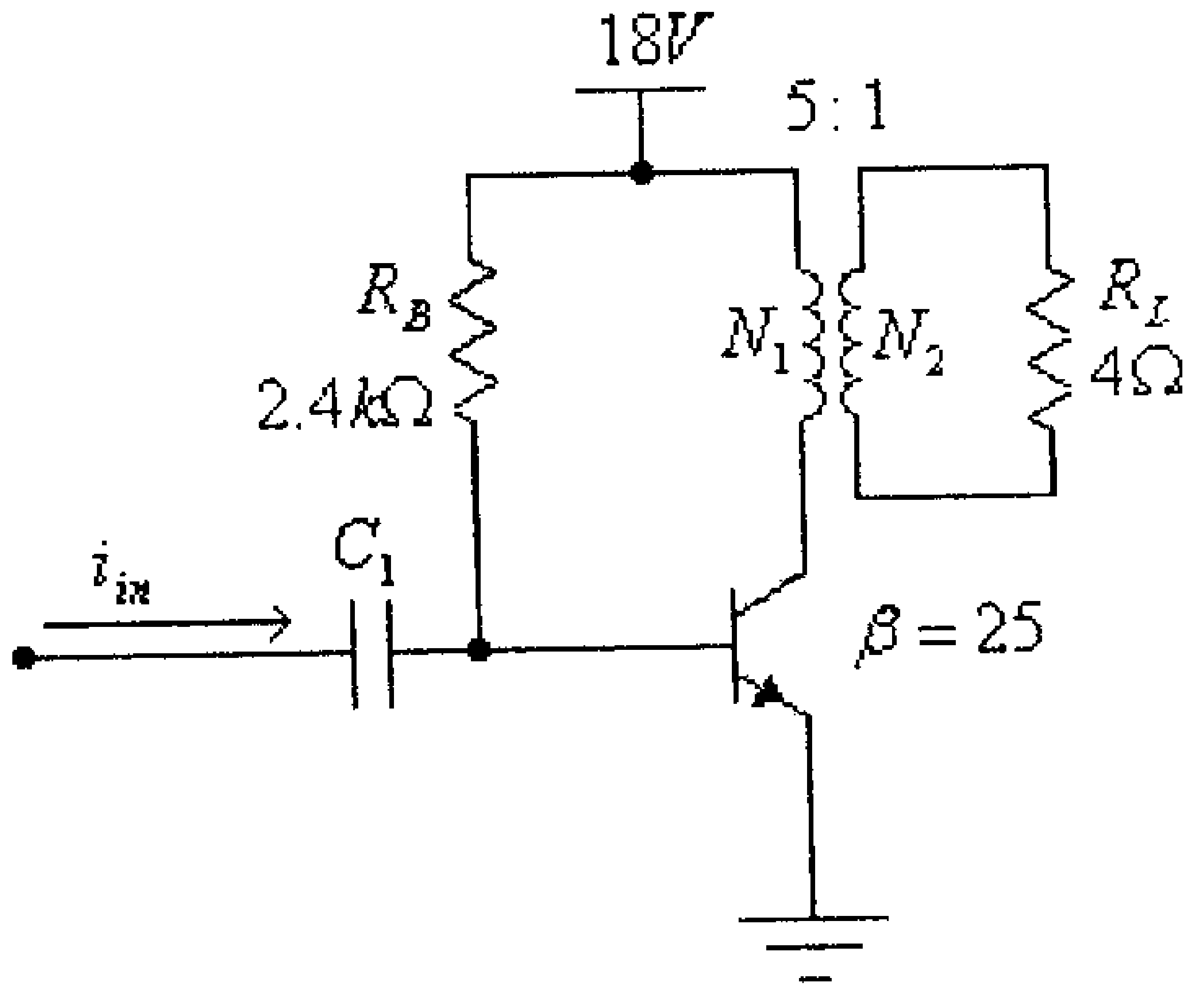
وبالتالي فإن معامل الفائدة للمضخم هي:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{0.1663}{1.68} = 0.099 = 9.9\%$$

ويمكن كذلك دراسة إستجابة الدائرة لتيار الإشارة المتردد بعد إستبدال المحول والحمل الموصول على ملفه الثانوي بالمقاومة المكافئة للحمل بعد نقلها الى الملف الإبتدائى للمحول، وذلك كما في المثال التالي.

مثال (4):

لدائرة مضخم القدرة من الصنف A، التالية.



شكل (16)

أ) أوجد قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة للمضخم، إذا علمت أن تيار الإشارة المدخلية جيبي وبقيمة فعّالة مقدارها $3mA$.

ب) ما هي القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلية التي يمكن تضخيمها باستخدام هذه الدائرة دون تشويه. ما قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة، في هذه الحالة.

الحل:

أ) في هذه الدائرة:

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} = \frac{18 - 0.7}{2400} = 7.2x10^{-3} A = 7.2mA$$

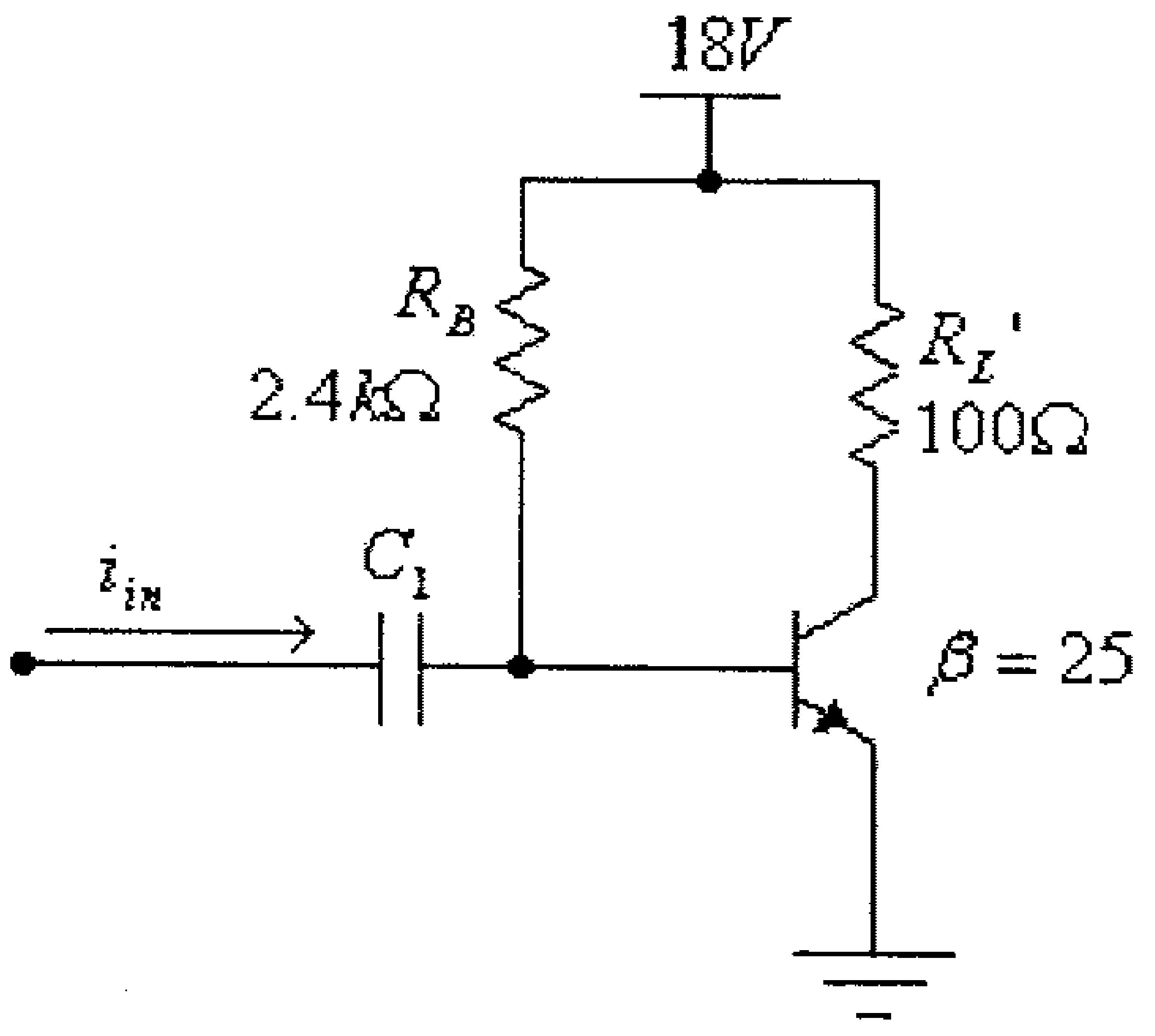
$$V_{CEQ} = V_{CC} = 18V$$

$$I_{CQ} = \beta . I_B = (25).(7.2mA) = 180mA$$

$$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 . R_L = \left(\frac{5}{1}\right)^2 .(4) = 100\Omega$$

$$P_{dc} = I_{CQ} . V_{CC} = (180x10^{-3}).(18) = 3.24W$$

الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي:



شكل (17)

القيمة الفعّالة لتيار الإشارة المدخلية هي:

$$I_{in}(rms) = 3mA$$

وبالتالي فإن القيمة الفعّالة لتيار المجمع هي:

$$I_C(rms) = \beta . I_B(rms) = (25).(3mA) = 75mA$$

والقدرة المزودة للحمل هي:

$$P_L = [I_C(rms)]^2 . R_L' = \left(75x10^{-3}\right)^2 .(100) = 0.5625W$$

والقدرة الضائعة على الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = 3.24 - 0.5625 = 2.678W$$

ومعامل الفائدة للمضخم هي:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{0.5625}{3.24} = 0.1736 = 17.36\%$$

ب) من الدائرة المكافئة للتيار المتردد والمُبينة في الشكل السابق، نستنتج أن:

القيمة العظمى لتيار المجمع هي:

$$I_C(\max) = \frac{V_{CC}}{R_L'} = \frac{18}{100} = 0.18A = 180mA$$

والقيمة العظمى لتيار الإشارة هي:

$$I_{in}(\max) = \frac{I_C(\max)}{\beta} = \frac{180}{25} = 7.2mA$$

والقيمة الفعالة لتيار الإشارة التي يمكن تضخيمها دون تشويه هي:

$$I_{in}(rms) = \frac{I_C(\max)}{\sqrt{2}} = \frac{7.2}{\sqrt{2}} = 5.09mA$$

والقدرة المزودة للحمل هي:

$$P_L = \frac{[I_C(\max)]^2}{2}.R_L' = \frac{[180x10^{-3}]^2}{2}.(100) = 1.62W$$

والقدرة الضائعة على الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = 3.24 - 1.62 = 1.62W$$

ومعامل الفائدة للمضخم هي:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{1.62}{3.24} = 0.5 = 50\%$$

8.4 مضخمات القدرة من الصنفين B و AB (Class B and Class AB Amplifiers)

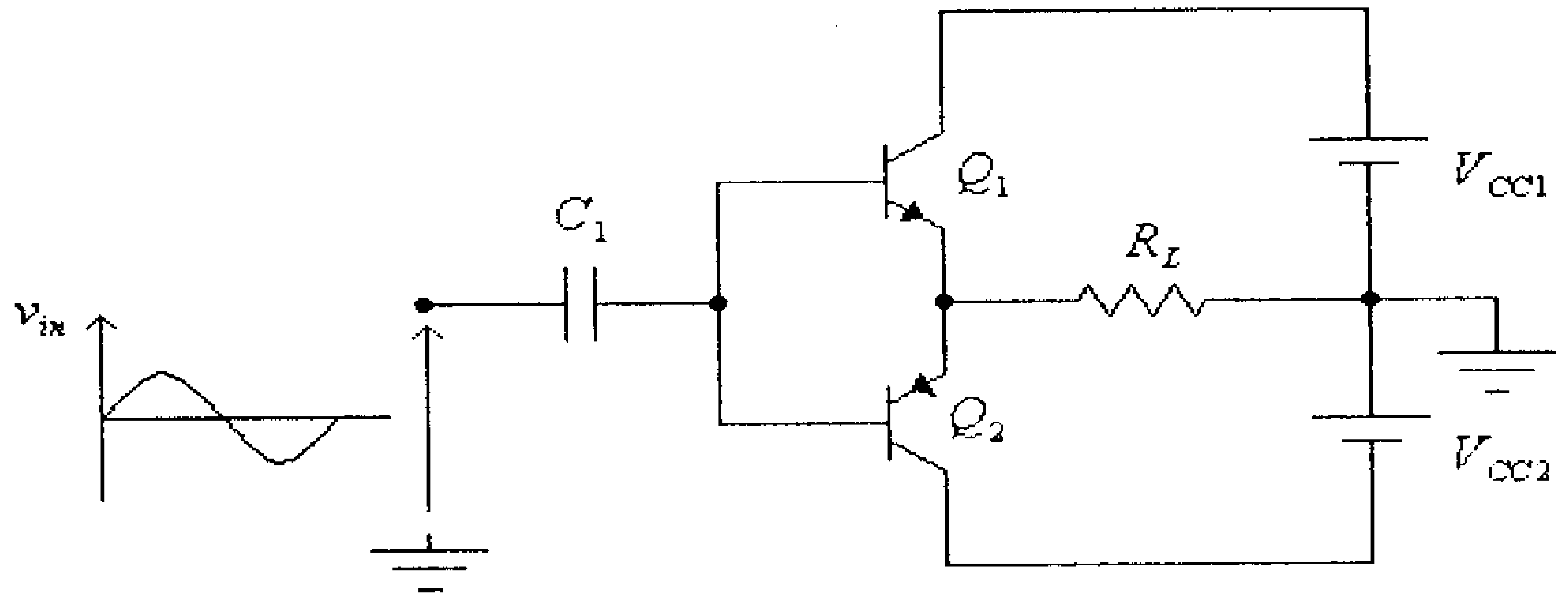
لاحظنا سابقاً أن معامل الفائدة لمضخم القدرة من الصنف A قليل جداً ويصل بحده الأقصى، عند توصيل الحمل من خلال محول، الى 50%. وعند توصيل الحمل مباشرة مع مجمع الترانزيستور فإن معامل الفائدة قد يصل بحده الأقصى الى 25% فقط.

وهذا يعني أن الجزء الأكبر من القدرة المستهلكة من مصدر التغذية ستضيع بشكل حرارة تذهب لتسخين الترانزيستور، لذا فإن هذا الصنف من مضخمات القدرة يُستعمل لتغذية الأحمال ذات القدرات المنخفضة نسبياً.

ولتغذية الأحمال ذات القدرات العالية فإنه غالباً ما تُستخدم مضخمات القدرة من الصنف B.

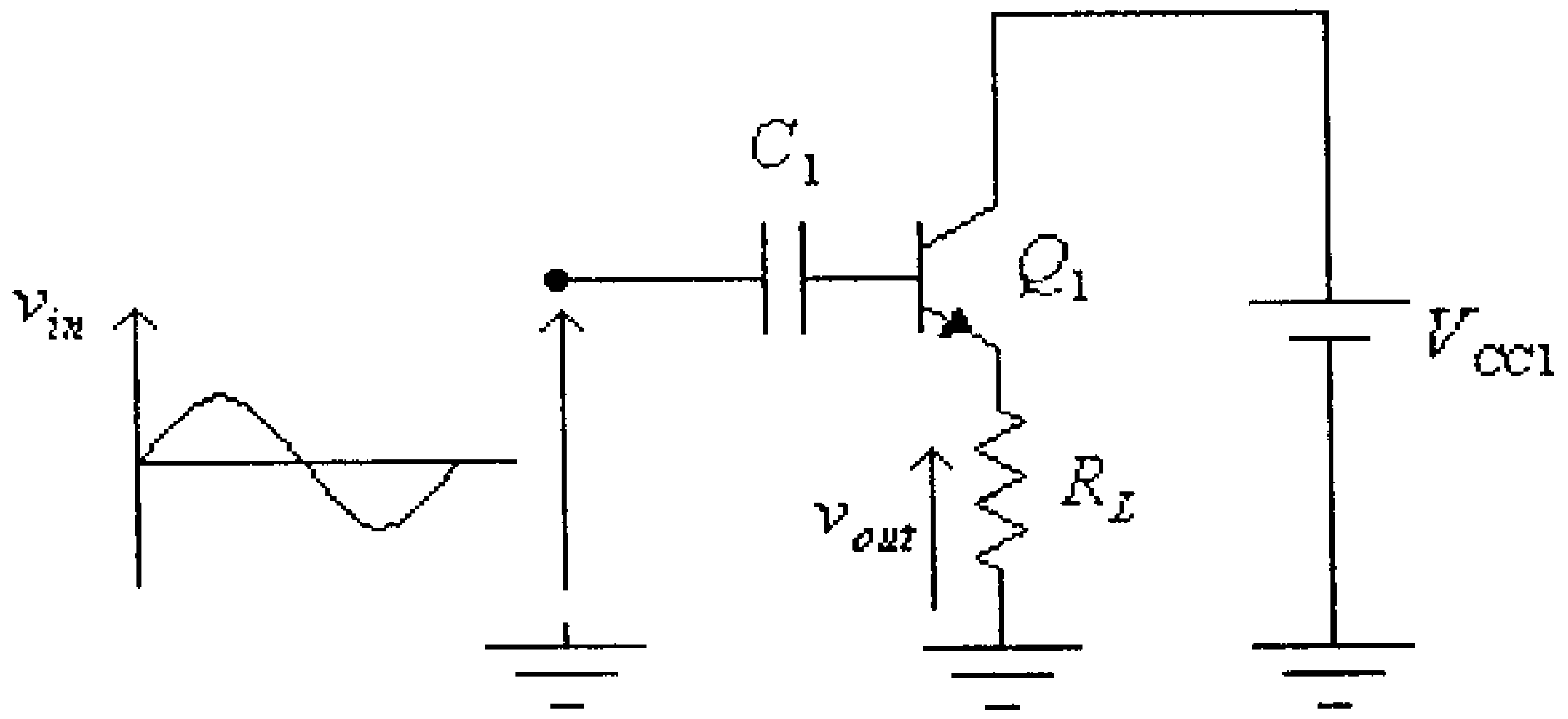
في هذا الصنف من المضخمات يُستخدم ترانزيستورين أحدهما لتضخيم الجزء الموجب والأخر لتضخيم الجزء السالب من الإشارة المدخلية.

الشكل التالي يبين دائرة مضخم بسيطة من الصنف B.



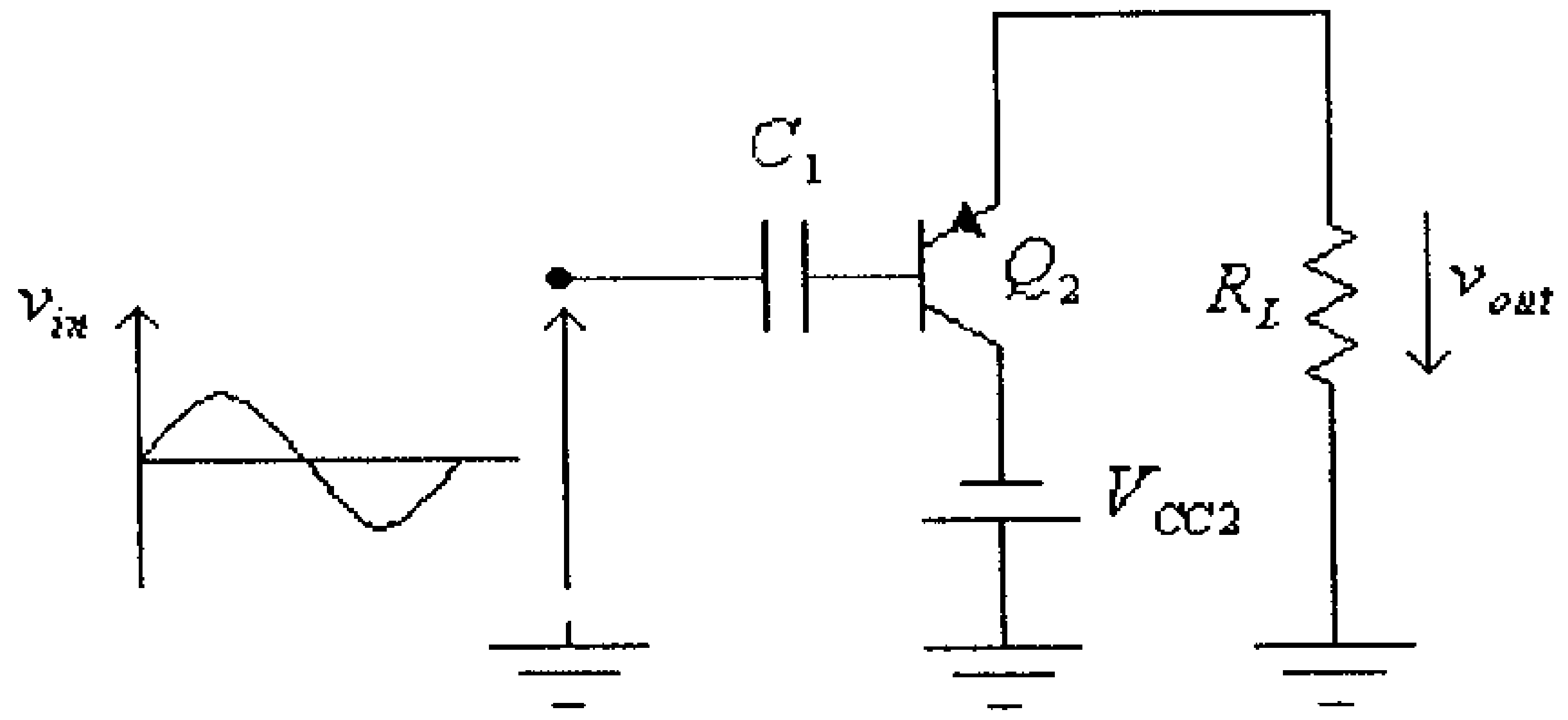
شكل (18)

لاحظ في هذه الدائرة أنه في الجزء الموجب من موجة الفولطية المدخلية يبدأ الترانزيستور Q_1 بإيصال التيار الكهربائي ويكون الترانزيستور Q_2 في حالة قطع (off)، وتكون الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي.



شكل (19)

وفي الجزء السالب من موجة الفولطية المدخلية يبدأ الترانزيستور Q_2 بإيصال التيار الكهربائي ويكون الترانزيستور Q_1 في حالة قطع (off)، وتكون الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي.

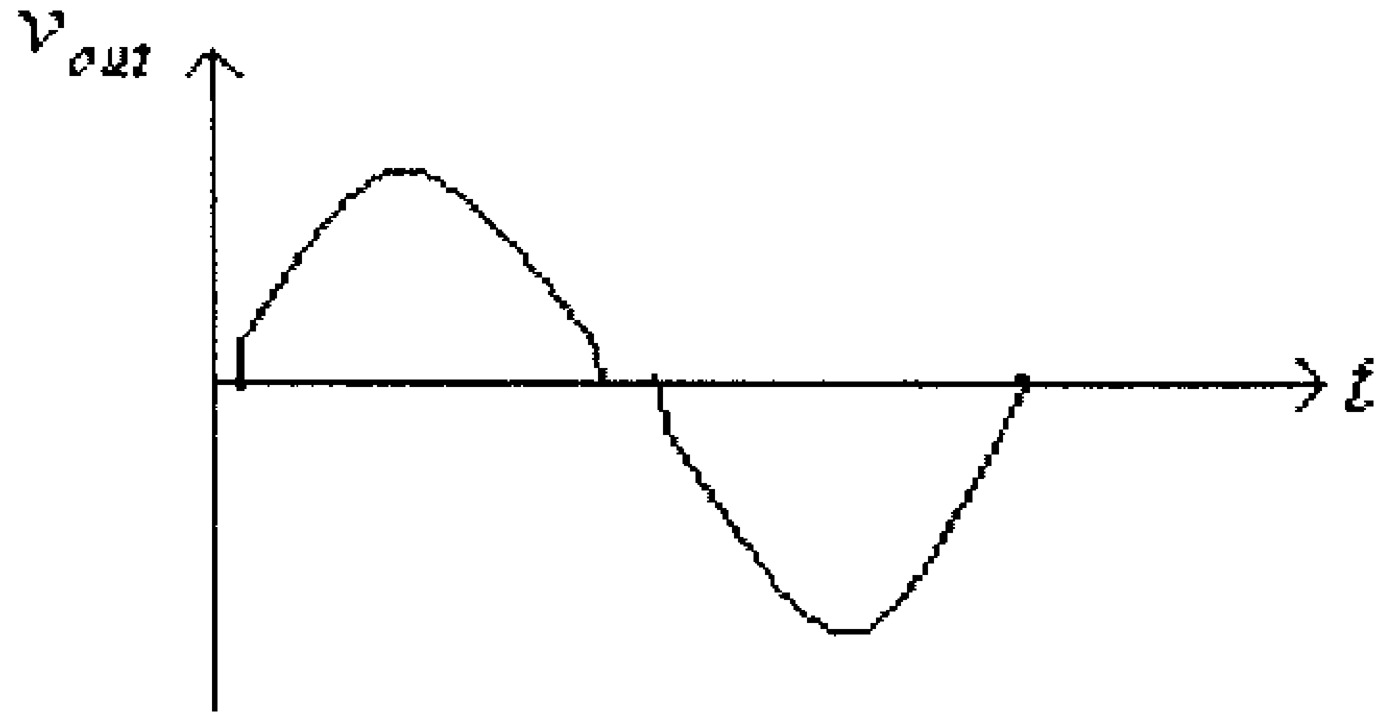


شكل (20)

لاحظ أن هذه الدائرة هي دائـــرة تـــابع باعـــث (emitter follower) ويكون معامل تضخيم الفولطية لها يساوي الواحد، أي أن هـــذه الـــدائرة تقـــدم تضخيماً للتيار فقط.

مما سبق يستنتج أن الترانزيستور Q_1 يضخم الجزء الموجب من موجة الفولطية المدخلية ويدفع فولطية الحمل الى قيمة موجبة وهي فولطية المـــصدر V_{CC1}، بينما يقوم الترانزيستور Q_2 بتضخيم الجزء السالب من موجة الفولطيـــة المدخلية ويسحب فولطية الحمل الى قيمة سالبة وهي فولطية المـــصدر V_{CC2}، لذا فكثيراً ما يسمى هذا النوع من المضخمات (push-pull amplifier).

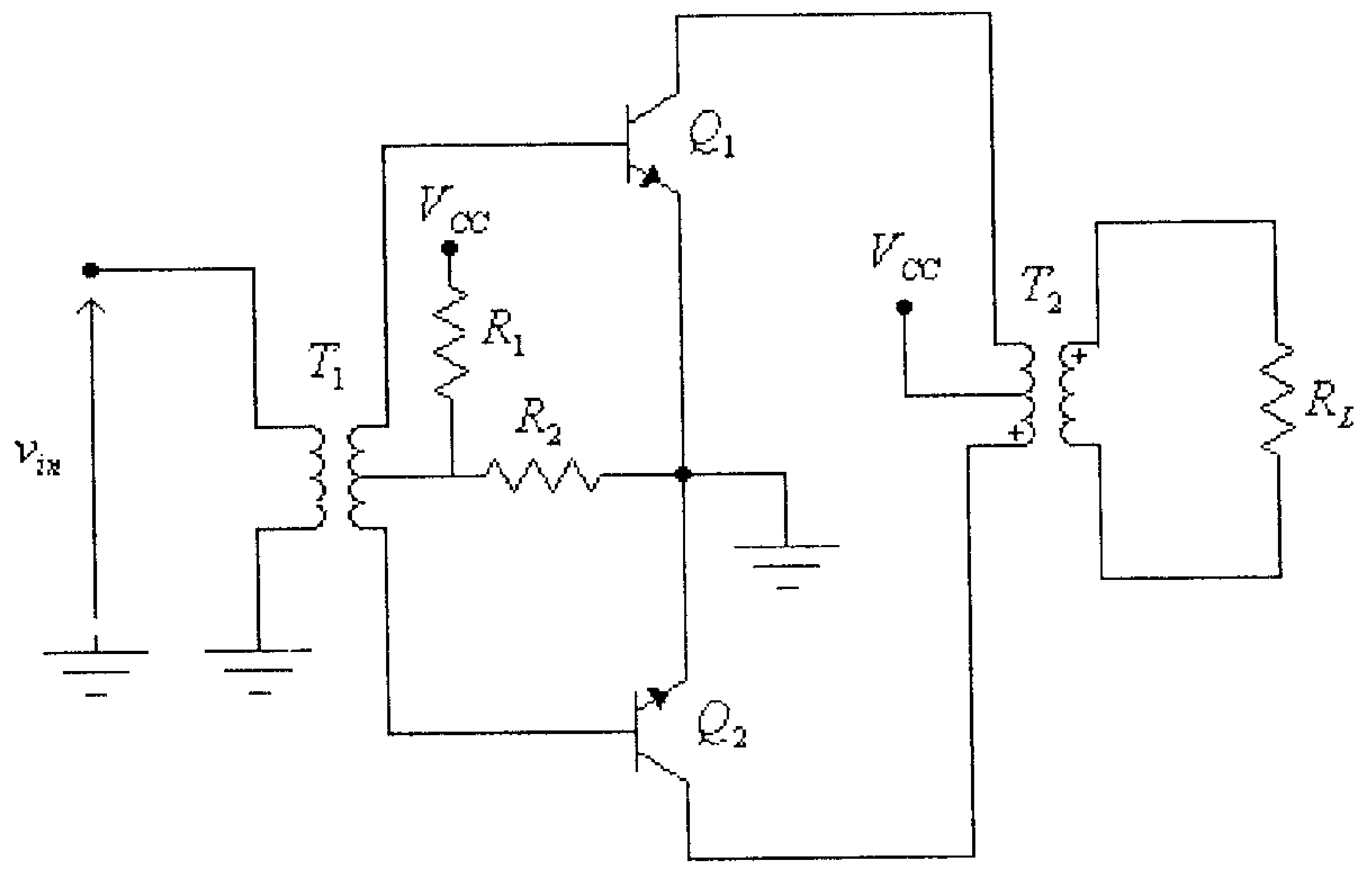
وبالتدقيق بعمل هذه الدائرة نلاحظ أنه لا توجد لأي من الترانزيستورين Q_1 و Q_2 دائرة إنحياز لذا فعندما تكون قيمة الفولطية المدخلية أقل من الفولطية التي يبدأ عندها أي من الترانزيستورين بالتوصيل فإن قيمة الفولطية المخرجيـــة تساوي صفراً وتكون موجة الفولطية المخرجية كما في الشكل التالي.



شكل (21)

ويسمى التشوية الناتج في شكل الموجة المخرجية نتيجة عـــدم وجـــود دائرة إنحياز للترانزيستور في هذا الصنف من المضخمات بـــــ (crossover distortion). وللتخلص من هذا التشوية فإنه يتم تزويد كل من الترانزيستورين بإنحياز محدود ليعمل المضخم عندها كمضخم من الصنف AB.

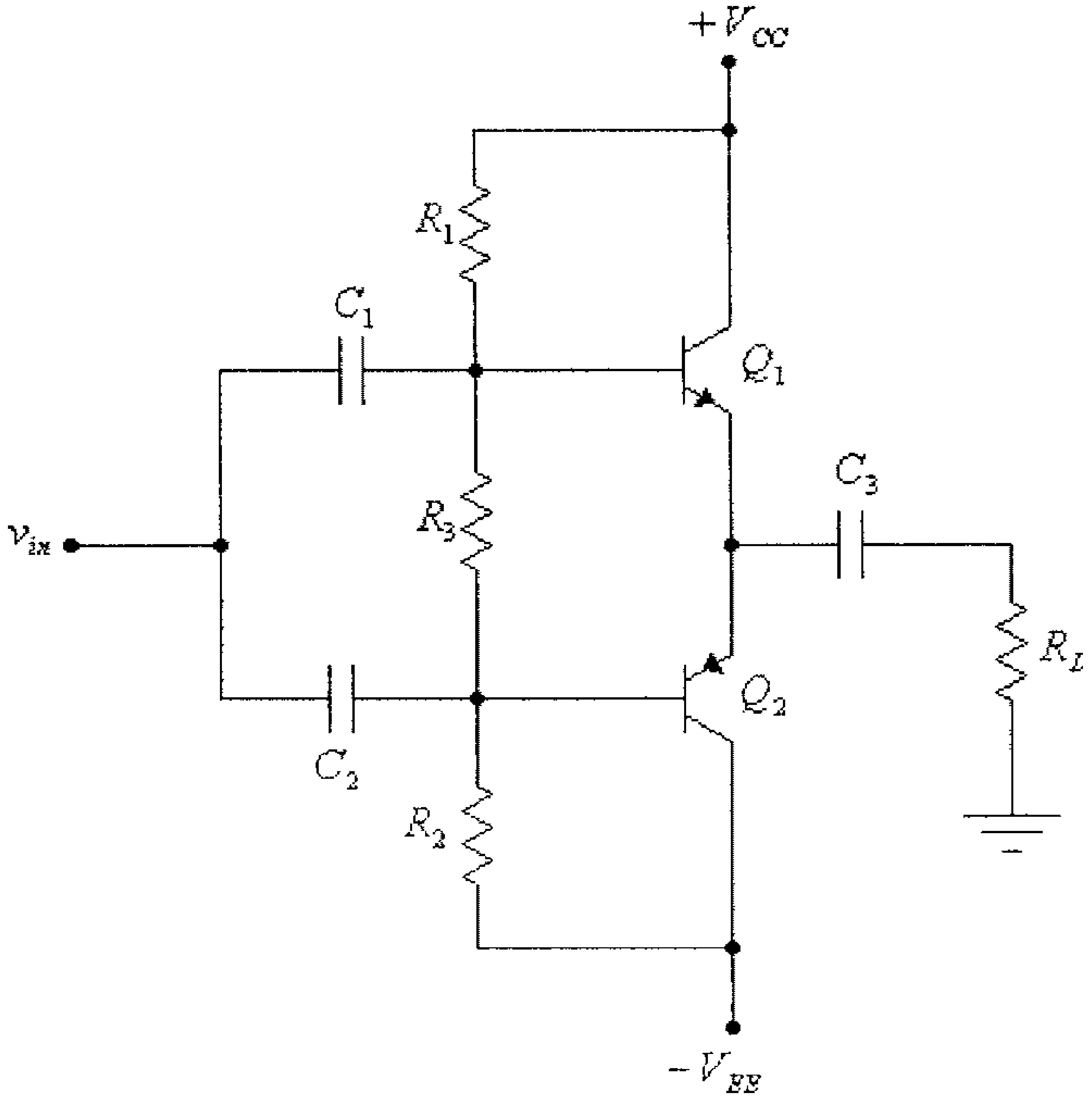
الشكل التالي يبين دائرة مضخم قدرة من الصنف AB يُستخدم فيها ترانزيستوران يعملان كزوج (push-pull). في هذه الدائرة المحول الأول يُستعمل لتوليد موجتين مدخليتين بينهما فرق بالطور مقداره 180^0 أما المحول الثاني فيُستخدم لتوصيل الحمل.



شكل (22)

لاحظ في هذه الدائرة أن الترانزيستور Q_1 يضخم الجزء الموجب من الفولطية المدخلية ، بينما يقوم الترانزيستور Q_2 بتضخيم الجزء السالب ، أما المقاومتين R_1 و R_2 فتعملان على تأمين الإنحياز المناسب لكل من الترانزيستورين Q_1 و Q_2 وذلك للتخلص من التشويه (crossover distortion).

وفي بعض دوائر التضخيم من الصنف AB يُستخدم ترانزيستوران من قطبيتين مختلفتين، وذلك كما في الشكل التالي.



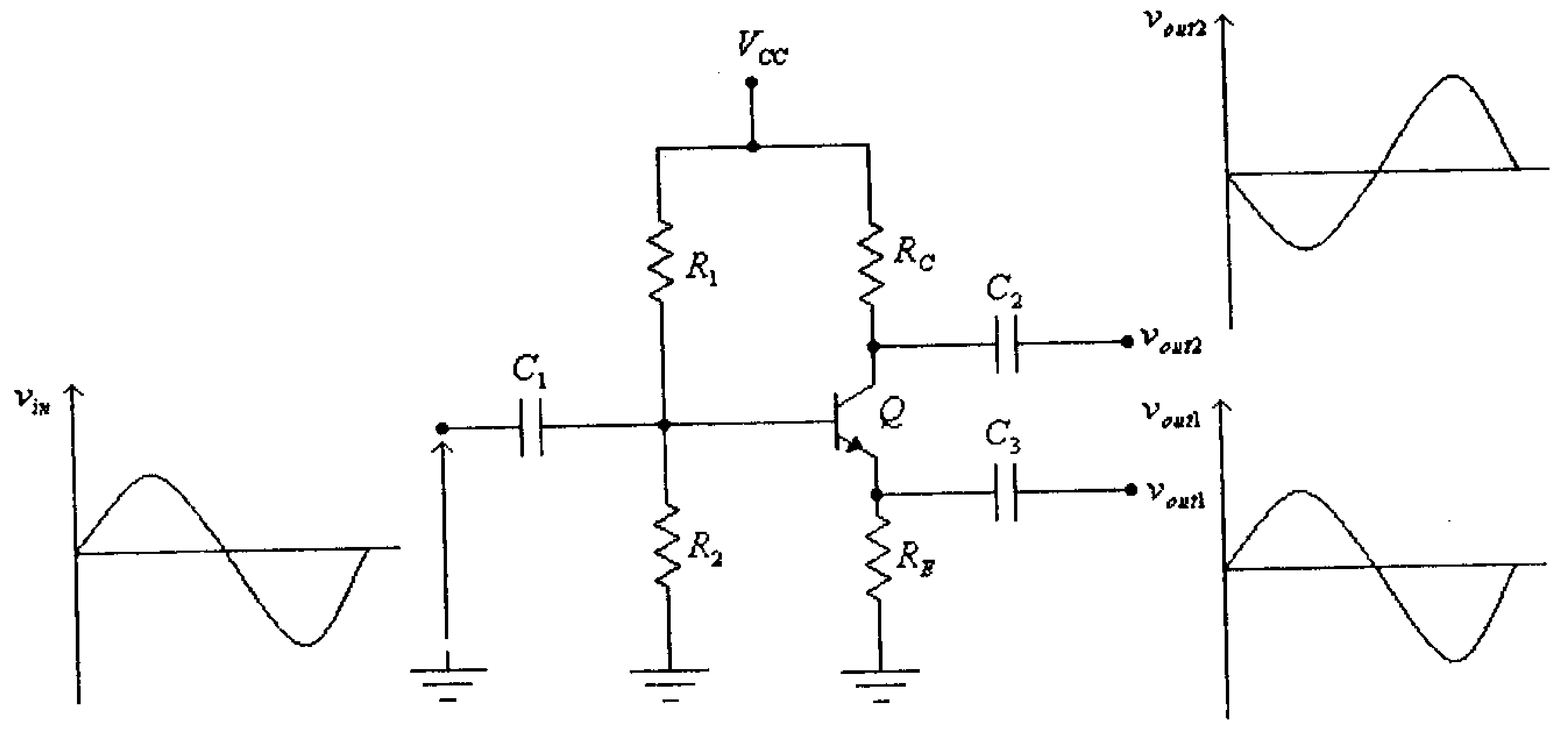
شكل (23)

لاحظ في هذه الدائرة أن المقاومات R_1 ، R_2 و R_3 تستخدم لتأمين الإنحياز المناسب للترانزيستورين Q_1 و Q_2. لاحظ كذلك أنه يمكن زيادة معامل التضخيم لهذا المضخم بإستبدال الترانزيستور Q_1 بترانزيستور Darlington والترانزيستور Q_2 بـ Feedback pair، (راجع الوحدة السادسة من هذا الكتاب للتعرف على هذين الترانزيستورين).

وفي بعض دوائر تضخيم القدرة من الصنفين A و AB تُستخدم دائرة مدخلية لتوليد موجتين بينهما فرق في الطور مقداره 180^0 من الموجة المدخلية، ويمكن لهذه الغاية، إستخدام حلول مختلفة مثل:

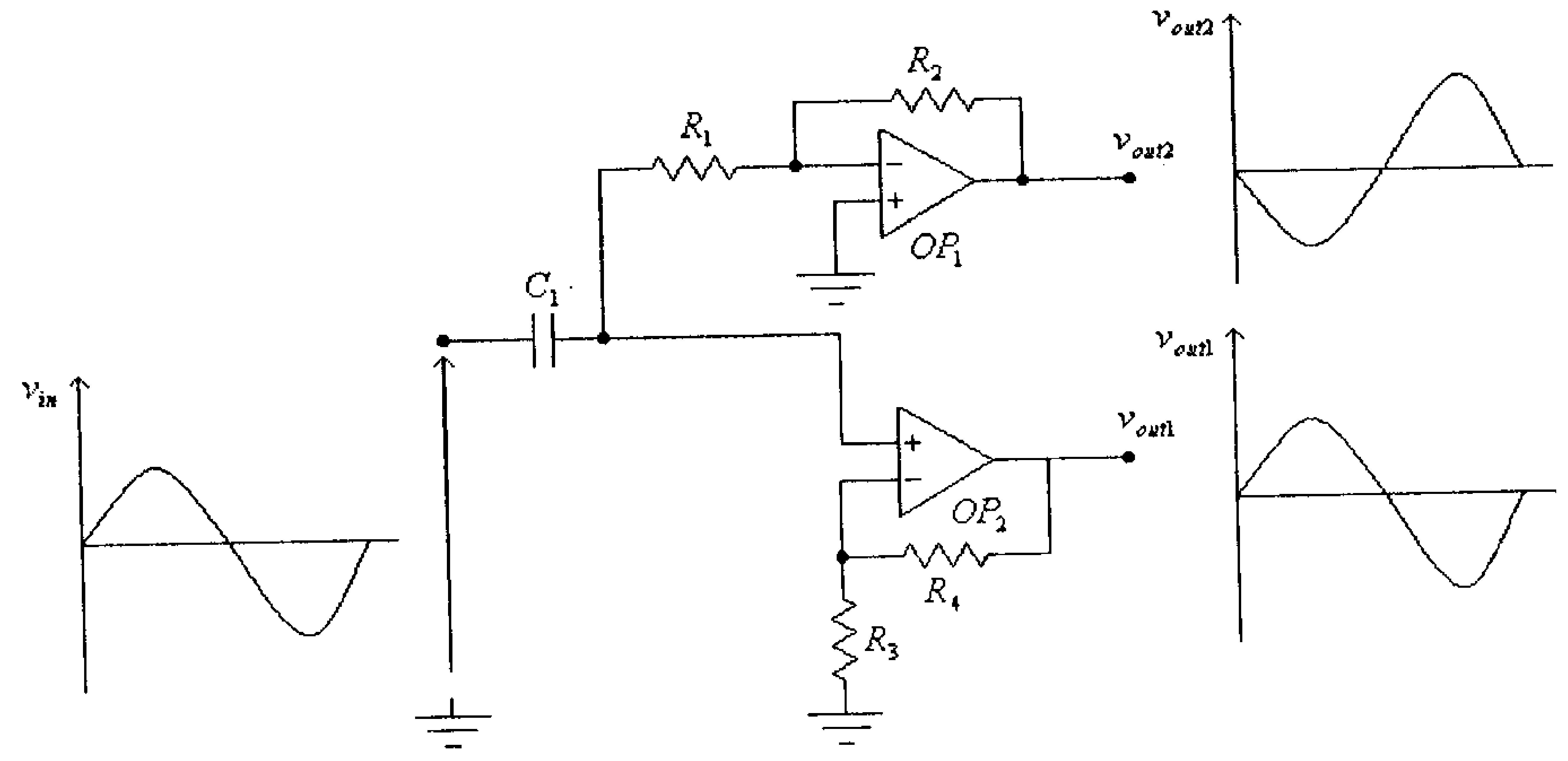
- محول مدخلي، كما في الدائرة في الشكل (22).

- باستخدام دائرة (phase-splitter)، كما في الشكل التالي.



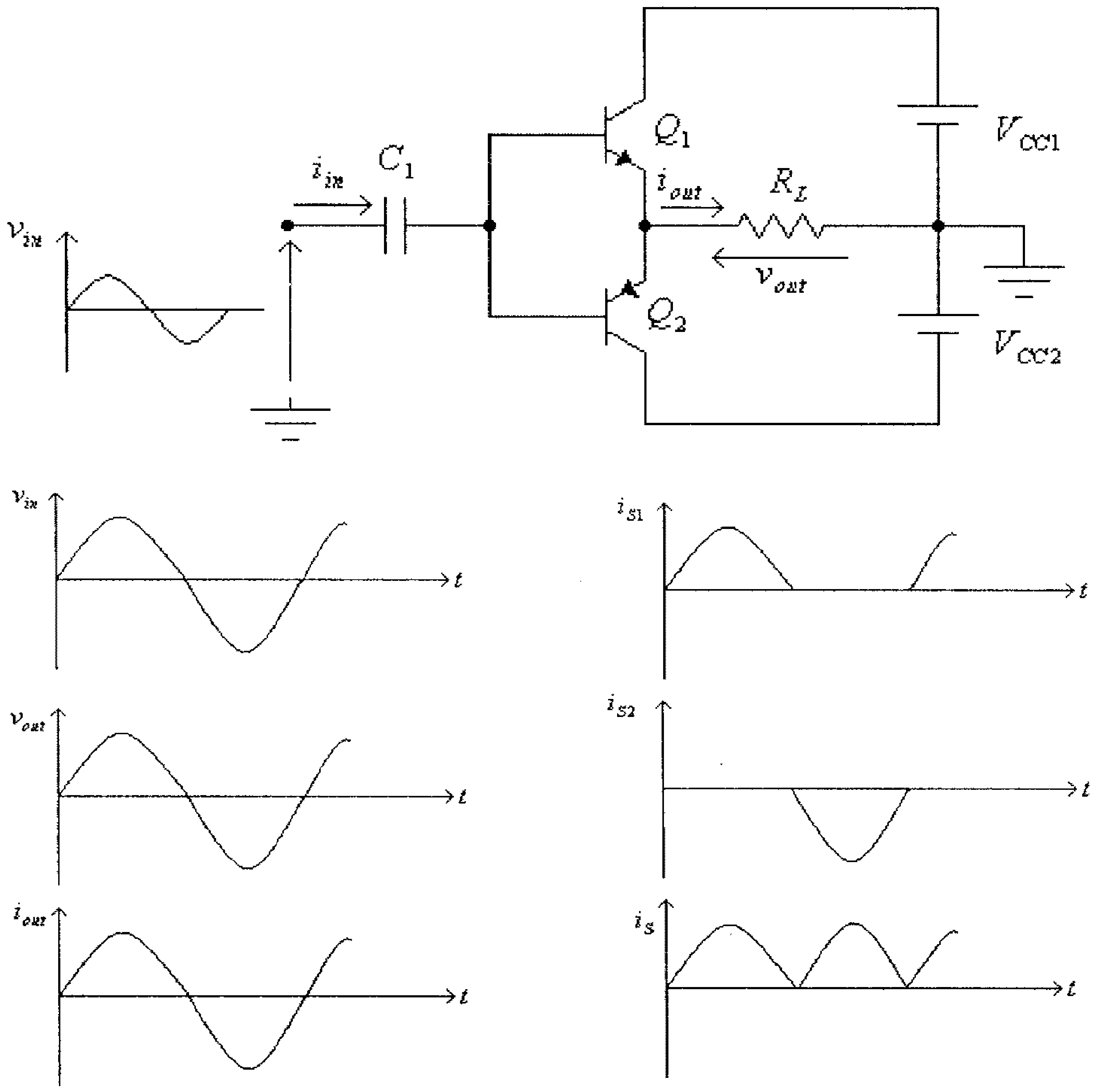
شكل (24)

- باستخدام مضخمي عمليات إحدهما يعمل كمضخم عاكس والأخر كمضخم غير عاكس، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (25)

وبالعودة الى دائرة المضخم البسيطة من الصنف B وأشـكال موجـات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية والتيار المخرجـي وتيـاري مـصدري التغذية، والمُبينة في الشكل التالي، نستطيع أن نستنتج العلاقات الرئيـسية لهـذا النوع من المضخمات.



شكل (26)

في هذا الشكل:

v_{in} – فولطية الإشارة المدخلية.

v_{out} – فولطية الإشارة المخرجية، (فولطية الحمل).

i_{out} – تيار الحمل.

i_{S1} – التيار المسحوب من مصدر التغذية V_{CC1}.

i_{S2} – التيار المسحوب من مصدر التغذية V_{CC2}.

i_S – مجموع التيارين المسحوبين من مصدري التغذية.

فمن هذا الشكل تلاحظ أن موجة التيار المسحوب من كل من مصدري التغذية V_{CC1} و V_{CC2} تشبة تلك التي يتم تغذيتها من دائرة تقويم نصف الموجة (راجع الوحدة الثانية من الجزء الأول من هذا الكتاب)، أي أن:

$$I_{S1} = I_{S2} = \frac{I_P}{\pi}$$

حيث I_{S1} و I_{S2} هما القيمة المتوسطة للتيار المسحوب من كل من مصدري التغذية V_{CC1} و V_{CC2} و I_P هي القيمة العظمى لذلك التيار.

وبالتالي فإن القدرة المسحوبة من كل من مصدري التغذية هي:

$$P_{S1} = \frac{I_P}{\pi}(V_{CC1})$$

$$P_{S2} = \frac{I_P}{\pi}(V_{CC2})$$

والقدرة الكلية المزودة للمضخم هي:

$$P_S = P_{S1} + P_{S2} = \frac{I_P}{\pi}(V_{CC1} + V_{CC2}) = \frac{2I_P}{\pi}V_{CC} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

وذلك لأنه عادةً ما تكون:

$$V_{CC1} = V_{CC2} = V_{CC}$$

والقدرة المزودة للحمل هي:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} = \frac{[V_L(peak)]^2}{2R_L}$$

أما معامل الفائدة فهو:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{\pi[V_L(peak)]^2}{4R_L.I_P.V_{CC}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

ولكن وبما أن:

$$I_p = \frac{V_L(peak)}{R_L} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3)$$

نستنتج أن:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{\pi.V_L(peak)}{4.V_{CC}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(4)$$

وحيث أن القدرة الضائعة والتي تذهب لتسخين ترانزيستوري المضخم تساوي الفرق بين القدرة المزودة للمضخم والقدرة المزودة للحمل، أي أن:

$$P_{loss} = P_S - P_L = (1-\eta).P_S$$

وهذه القدرة ستتوزع بين ترانزيستوري المضخم، أي أن القدرة الضائعة والتي تذهب لتسخين ترانزيستور واحد هي:

$$P_Q = \frac{P_{loss}}{2}$$

من المعادلة رقم (4)، نستنتج أنه وكلما كانت القيمة العظمى لفولطية الحمل ($V_L(peak)$) أكبر كلما كانت قيمة معامل الفائدة أكبر، ويكون لمعامل الفائدة قيمة عظمى عندما تكون:

$$V_L(peak) = V_{CC} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(5)$$

وبتعويض المعادلة (5) في المعادلة (4)، نستنتج أن القيمة العظمى لمعامل الفائدة لهذا النوع من المضخمات هي:

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0.785 = 78.5\%$$

مثال (5):

مضخم من الصنف B يزود حمل مقاومته 20Ω بقدرة مقدارها $15W$، إذا علمت أن فولطية التغذية لهذا المضخم تساوي $36V$، أوجد:

أ) قيمة كل من فولطية وتيار الحمل.

ب) معامل الفائدة لهذا المضخم.

ج) القدرة الضائعة على كل من ترانزيستوري المضخم.

د) القيمة العظمى للقدرة التي يُمكن لهذا المضخم تزويدها ومعامل الفائدة عند تلك القيمة.

الحل:

أ) القدرة المزودة للحمل هي:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} = \frac{[V_L(peak)]^2}{2R_L}$$

ومنها:

$$V_L(rms) = \sqrt{P_L.R_L} = \sqrt{15x20} = 17.32V$$

$$V_L(peak) = \sqrt{2}.V_L(rms) = \sqrt{2}x17.32 = 24.5V$$

و:

$$I_L(rms) = \frac{V_L(rms)}{R_L} = \frac{17.32}{20} = 0.866A = 866mA$$

$$L_L(peak) = \sqrt{2}.L_L(rms) = \sqrt{2}x0.866 = 1.225A$$

ب) القدرة المُزودة من مصدر التغذية:

$$P_S = \frac{2I_P}{\pi}V_{CC} = \frac{2(1.225).(36)}{\pi} = 28.075W$$

وبالتالي، فإن معامل الفائدة هو:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{15}{28.075} = 0.534 = 53.4\%$$

ج) القدرة الضائعة في الترانزيستورين هي:

$$P_{loss} = P_S - P_L = (1-\eta).P_S = (1-0.534).(28.075) = 13.09W$$

والقدرة الضائعة في كل من ترانزيستوري المضخم هي:

$$P_Q = \frac{P_{loss}}{2} = \frac{13.09}{2} = 6.545W$$

د) القيمة العظمى للقدرة التي يُمكن لهذا المضخم تزويدها هي عندما تكون:

$$V_L(peak) = V_{CC} = 36V$$

في هذه الحالة، فإن:

$$P_L = \frac{[V_L(peak)]^2}{2R_L} = \frac{(36)^2}{2(20)} = 32.4W$$

و:

$$I_L(peak) = \frac{V_L(peak)}{R_L} = \frac{36}{20} = 1.8A$$

$$P_S = \frac{2I_P}{\pi}V_{CC} = \frac{2(1.8).(36)}{\pi} = 41.25W$$

ومعامل الفائدة هو:

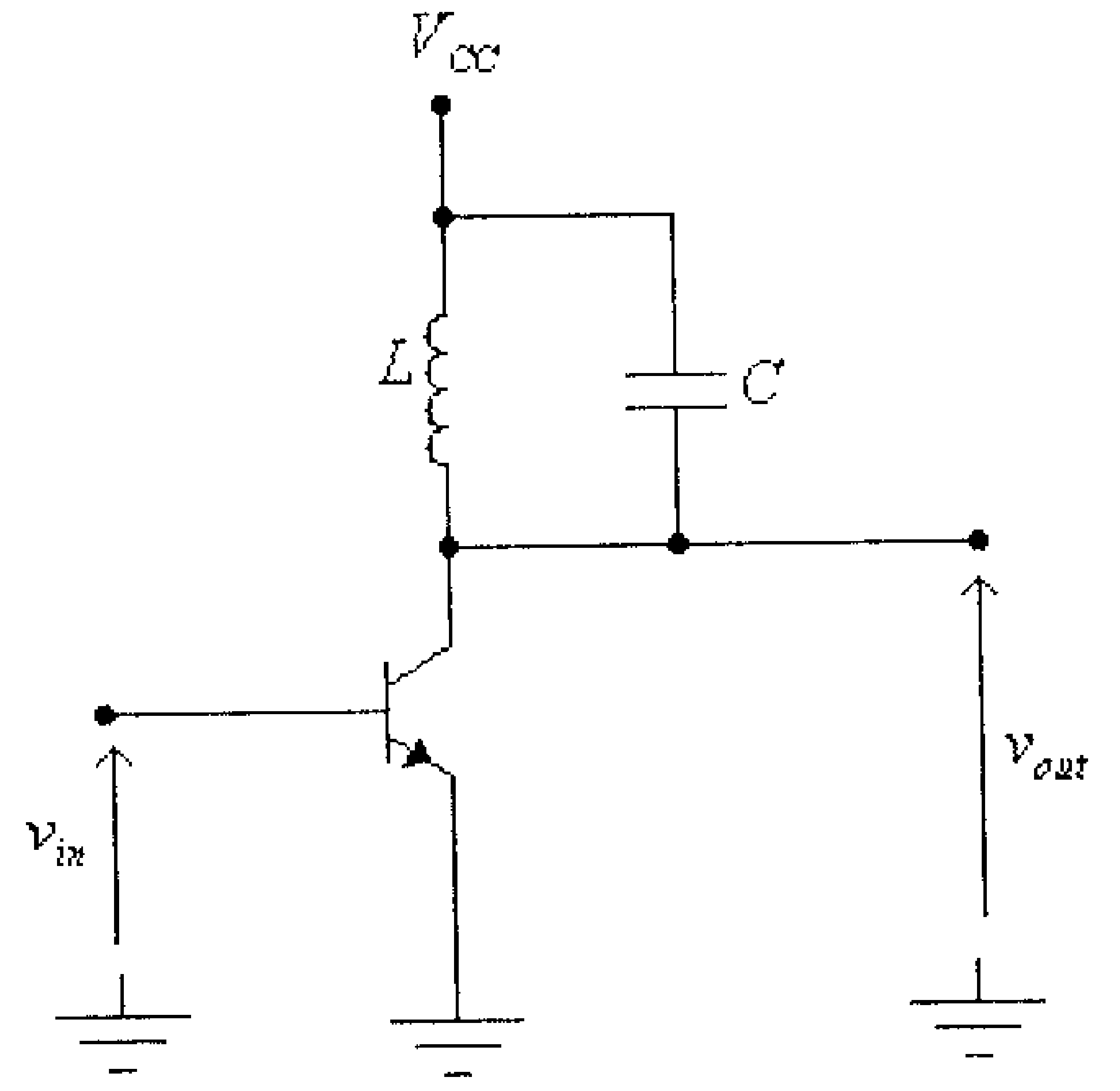
$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{32.4}{41.25} = 0.785 = 78.5\%$$

8.5 مضخمات القدرة من الصنفين C وD (Class C and Class D Amplifiers)

شرحنا فيما سبق مضخمات القدرة من الأصناف A و B و AB ، وبينا أن هذه المضخمات هي الأكثر إستخداماً لتضخيم الإشارات الخطية.

أما المضخم من الصنف C فيُستخدم في بعض دوائر الإتــصالات وبعض التطبيقات الخاصة لإنتاج موجات بترددات محددة تعتمد قيمتها على تردد دائرة رنين موصولة مع المضخم.

الشكل التالي يبين مضخم من الصنف C.



شكل (27)

لاحظ أن تردد الرنين لهذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$$

أما المضخمات من الصنف D فتُستخدم فـــي مـــضخمات القـــدرة العالية. ولزيادة قيمة معامل الفائدة لهذه المضخمات (وتقليل القدرة الضائعة على الترانزيستور) فإن الترانزيستور المُـــستخدم فـــي هـــذا النـــوع مـــن المضخمات يعمل كمفتاح الكتروني (electronic switch).

وقبل أن يتم تضخيم الإشارة باستخدام المضخم من الصنف (D فإنه يتم تحويلها الى إشارة رقمية (digital signal). ثم، وبعد أن يتم تضخيمها يتم إعادتها الى شكلها الأصلي.

8.6 تشويه الإشارة الناتج عن مضخمات القدرة.

عرفنا سابقاً أن عمل المضخم هو إنتاج صورة مكبرة من الإشارة المدخلية، ولكن في دوائر التضخيم العملية فإن الأشارة المخرجية للمضخم تحوي بعض التشوية (distortion)، ويعود التشويه في الإشارة المخرجية للمضخم الى:

1- الخاصية غير الخطية للترانزيستورات المُستخدمة في دائرة التضخيم، مثال ذلك تغير معامل تضخيم التيار (β) للترانزيستور ثنائي القطبية بتغير تردد الإشارة المدخلية.

2- تغير ممانعة بعض العناصر المُستخدمة في دوائر التضخيم بتغير تردد الإشارة المدخلية (راجع تأثير التردد على عمل المضخم في الوحدة الخامسة من هذا الكتاب).

ويُمكن التعبير عن تشويه الإشارة المخرجية للمضخم بملاحظة المُركّبات (harmonics) الموجودة في تلك الإشارة عندما تكون الإشارة المدخلية للمضخم ذات موجة جيبية.

ففي حالة كون الإشارة المدخلية للمضخم ذات موجة حيبية بتردد معين، مثلاً:

$$v_{in}(t) = A.\sin(\omega t)$$

فإن الإشارة المخرجية ستكون:

$$v_{out}(t) = A_1.\sin(\omega t) + A_2.\sin(2\omega t) + A_3.\sin(3\omega t) + ... + A_n.\sin(n\omega t)$$

حيث A_1 ، A_2 ، A_3 ، A_n هي القيم العظمى للمُركبات الأولى والثانية والثالثة والمركبة رقم (n) في موجة الإشارة المخرجية.

لاحظ كذلك أن تردد المركبة الأولى في الإشارة المخرجية يساوي تردد الإشارة المدخلية بينما تردد المركبة الثانية في الإشارة المخرجية يساوي ضعف تردد الإشارة المدخلية وتردد المركبة الثالثة في الإشارة المخرجية يساوي ثلاثة أمثال تردد الإشارة المدخلية، وهكذا.

ويمكن قياس التشويه في الإشارة المخرجية باستخدام معامل التشويه (D_n) لكل من المُركبات (عدا المركبة الأولى) الموجودة في الإشارة المخرجية والذي يعبر عن النسبة بين القيمة العظمى للمُركبة والقيمة العظمى للمُركبة الأولى، أي أن:

$$D_n\% = \left|\frac{A_n}{A_1}\right| x100\%$$

وللتعبير عن التشوية الناتج عن إحتواء الإشارة المخرجية على عدد من المركبات فإنه يستخدم معامل التشويه الكلي (total harmonic distortion) والذي يعرف بـ:

$$THD = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + D_5^2 + ... + D_n^2}$$

مثال (6):

إذا علمت أن الإشارة المدخلية لمضخم هي $v_{in}(t) = 0.1\sin(6283t)$
وإن الإشارة المخرجية لهذا المضخم هي:

$$v_{out}(t) = 1.2\sin(6283t) + 0.12\sin(12566t)$$
$$+ 0.06\sin(18850t) + 0.02\sin(31416t)$$

أ) ما هي المركبات المحتواة في الإشارة المخرجية.

ب) ما قيمة معامل التشوية المسبب من كل من هذه المركبات.

ج) ما هي قيمة معامل التشويه الكلي.

الحل:

أ) المركبات المحتواة في الإشارة المخرجية هي:

- المركبة الأولى وبتردد يساوي تردد الإشارة المدخلية والذي قيمته:

$$f = \frac{6283}{2\pi} = 1000Hz. = 1kHz.$$

والقيمة العظمى لهذه المركبة هي:

$$A_1 = 1.2V$$

- المركبة الثانية وبتردد يساوي ضعف تردد الإشارة المدخلية، أي:

$$f_2 = \frac{12566}{2\pi} = 2000Hz. = 2kHz.$$

والقيمة العظمى لهذه المركبة هي:

$$A_2 = 0.12V$$

- المركبة الثالثة وبتردد يساوي ثلاثة أمثال تردد الإشارة المدخلية، أي:

$$f_3 = \frac{18850}{2\pi} = 3000Hz. = 3kHz.$$

والقيمة العظمى لهذه المركبة هي:

$$A_3 = 0.06V$$

- المركبة الخامسة وبتردد يساوي خمسة أمثال تردد الإشارة المدخلية، أي:

$$f_5 = \frac{31416}{2\pi} = 5000Hz. = 5kHz.$$

والقيمة العظمى لهذه المركبة هي:

$$A_5 = 0.02V$$

ب) معاملات التشويه الناتجة عن وجود كل من المركبات السابقة في الإشـــارة المخرجية هي:

- معامل التشويه الناتج عن وجود المركبة الثانية هو:

$$D_2\% = \left|\frac{A_2}{A_1}\right| x100\% = \frac{0.12}{1.2} x100\% = 10\%$$

- معامل التشويه الناتج عن وجود المركبة الثالثة هو:

$$D_3\% = \left|\frac{A_3}{A_1}\right| x100\% = \frac{0.06}{1.2} x100\% = 5\%$$

- معامل التشويه الناتج عن وجود المركبة الخامسة هو:

$$D_5\% = \left|\frac{A_5}{A_1}\right| x100\% = \frac{0.02}{1.2} x100\% = 1.67\%$$

ج) معامل التشويه الكلي (total harmonic distortion) هو:

$$THD = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_5^2} = \sqrt{(0.1)^2 + (0.05)^2 + (0.0167)^2} x100\% = 11.3\%$$

8.7 الضياع الحراري في ترانزيستورات القدرة.

عرفنا سابقاً أن قيمة معامل الفائدة (η) للمضخمات، والذي يُعــرّف بأنه النسبة بين القدرة المُزودة للحمل والقدرة المُستهلكة من مصدر التغذية، أقل من الواحد. وهذا يعني وجود فرق بين القدرة المُستهلكة مــن مــصدر

التغذية وتلك المُزودة للحمل. والفرق بين القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية وتلك المُزودة للحمل يذهب معظمها لتسخين الترانزيستور (الترانزيستورات) المُكونه لمضخم القدرة .

أي أن القدرة التي تذهب لتسخين الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = P_{dc} - \eta.P_{dc} = (1-\eta).P_{dc}$$

حيث:

P_Q – القدرة الضائعة في ترانزيستور (ترانزيستورات) المضخم.

P_{dc} – القدرة المستهلكة من مصدر التغذية.

P_L – القدرة المزودة للحمل.

والقدرة الضائعة في الترانزيستور تذهب لرفع درجة حرارة البلورة المصنوع منها الترانزيستور. وإذا ارتفعت درجة حرارة البلورة المصنوع منها الترانزيستور عن الحد الأقصى المسموح به فإن الترانزيستور سيتعطل.

والحد الأقصى لدرجة حرارة الترانزيستور يعتمد على المادة المصنوع منها ذلك الترانزيستور، فللترانزيستورات المصنوعة من السيليكون فإن درجة الحرارة العظمى المسموح بها لبلورته هي بحدود 150^0C الى 200^0C، أما للترانزيستور المصنوع من الجرمانيوم فهي بحدود 100^0C الى 110^0C.

وحتى لا تصل درجة حرارة بلورة الترانزيستور الى الحد الأقصى المسموح به فيجب تأمين التبريد المناسب لهذا الترانزيستور، أي بمعنى اخر يجب زيادة كفاءة إنتقال الحرارة من بلورة الترانزيستور الى الجو الخارجي

المحيط ، لذا فإنه وفي معظم الحالات يتم تركيب ترانزيستورات القدرة على مبردات معدنية (heat sinks).

ولمعرفة كيفية إختيار المبرد المناسب لترانزيستور (أو لأي عنصر الكتروني أخر) فلا بد أولاً من التعرف على مفهوم المقاومة الحرارية (thermal resistance).

تُعرّف المقاومة الحرارية بين نقطتين بأنها النسبة بين الفرق في درجة الحرارة بين تلك النقطتين والقدرة الحرارية التي تمر بين تلك النقطتين (نتيجة الإختلاف في درجة حرارتهما)، أي أن:

$$\theta_{AB} = \frac{T_A - T_B}{P}$$

حيث:

θ_{AB} – المقاومة الحرارية بين النقطتين A و B.

T_A و T_B – درجة حرارة كل من النقطتين A و B على التوالي.

P – القدرة الحرارية التي تمر بين النقطتين A و B.

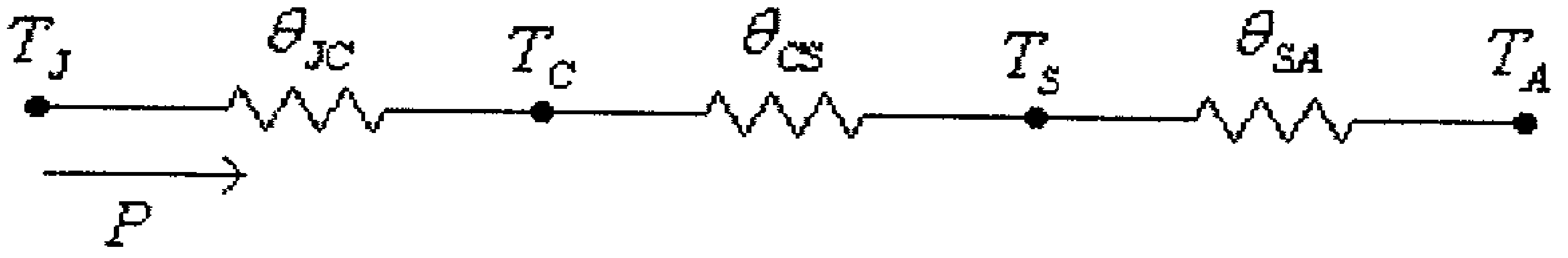
ومن المعروف أن القدرة الحرارية التي تنتج في بلورة ترانزيستور مُركب على مُبرد سيتم تسريبها الى الجو الخارجي المحيط بعد مرورها من بلورة الترانزيستور الى غلافه المعدني، ثم من غلاف الترانزيستور المعدني الى المبرد ومنه الى الجو الخارجي المحيط.

وإذا رمزنا للمقاومة الحرارية بين بلورة الترانزيستور وغلافه المعدني بالرمز θ_{JC} ، وللمقاومة الحرارية بين غلاف الترانزيستور المعدني والمبرد بالرمز θ_{CS}، وللمقاومة الحرارية بين المبرد والجو الخارجي

المحيط بالرمز θ_{SA}، فإن المقاومة الحرارية بين بلورة الترانزيستور والجو المحيط (θ_{JA}) ستكون:

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}$$

أنظر الشكل أدناه.



شكل (28)

في هذا الشكل:

- T_J – درجة حرارة بلورة الترانزيستور (junction temperature).
- T_C – درجة حرارة الغلاف المعدني للترانزيستور(case temperature).
- T_S – درجة حرارة المبرد (heat-sink temperature).
- T_A – درجة حرارة الجو المحيط (ambient temperature).
- P – القدرة الضائعة في الترانزيستور.
- θ_{JC} – المقاومة الحرارية بين بلورة الترانزيستور وغلافه المعدني.
- θ_{CS} – المقاومة الحرارية بين الغلاف المعدني للترانزيستور والمبرد.
- θ_{SA} – المقاومة الحرارية بين المبرد والجو الخارجي.

ومن الشكل السابق نستنتج أن:

$$T_J = T_A + P.(\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})$$

مثال (7):

إذا علمت أن الضياع الحراري في ترانزيستور سيليكوني يساوي $20W$ وأن درجة حرارة الجو الخارجي تساوي 40^0C وأن $T_J = 200^0C$، $\theta_{JC} = 0.5^0C/W$، $\theta_{CS} = 0.8^0C/W$، أحسب المقاومة الحرارية للمبرد المناسب لهذا الترانزيستور.

الحل:

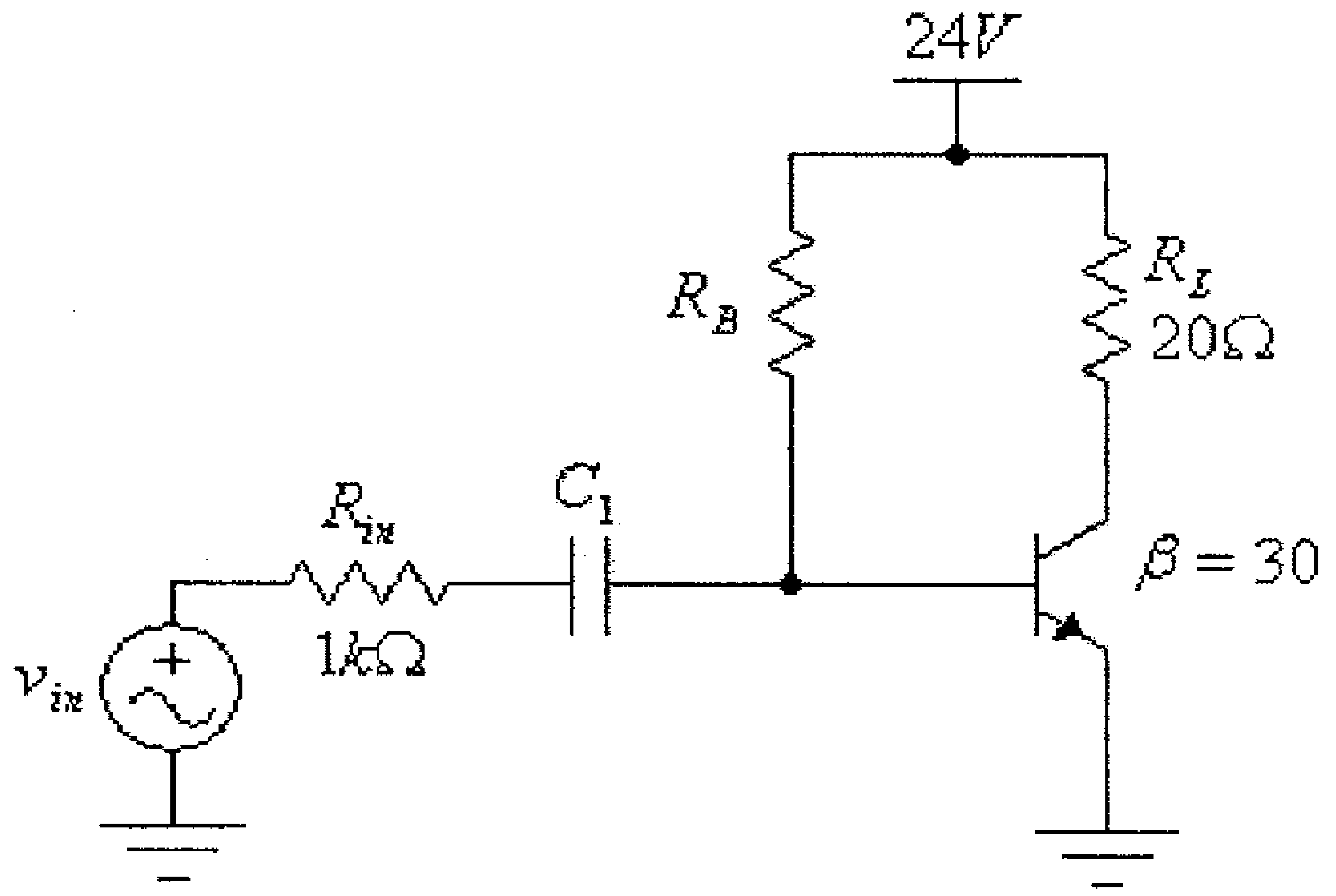
$$T_J = T_A + P.(\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})$$

ومنها:

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P} - \theta_{JC} - \theta_{CS} = \frac{200-40}{20} - 0.5 - 0.8 = 6.7^0C/W$$

8.8 تمارين

1) لدائرة مضخم القدرة من الصنف A المبينة في الشكل التالي.



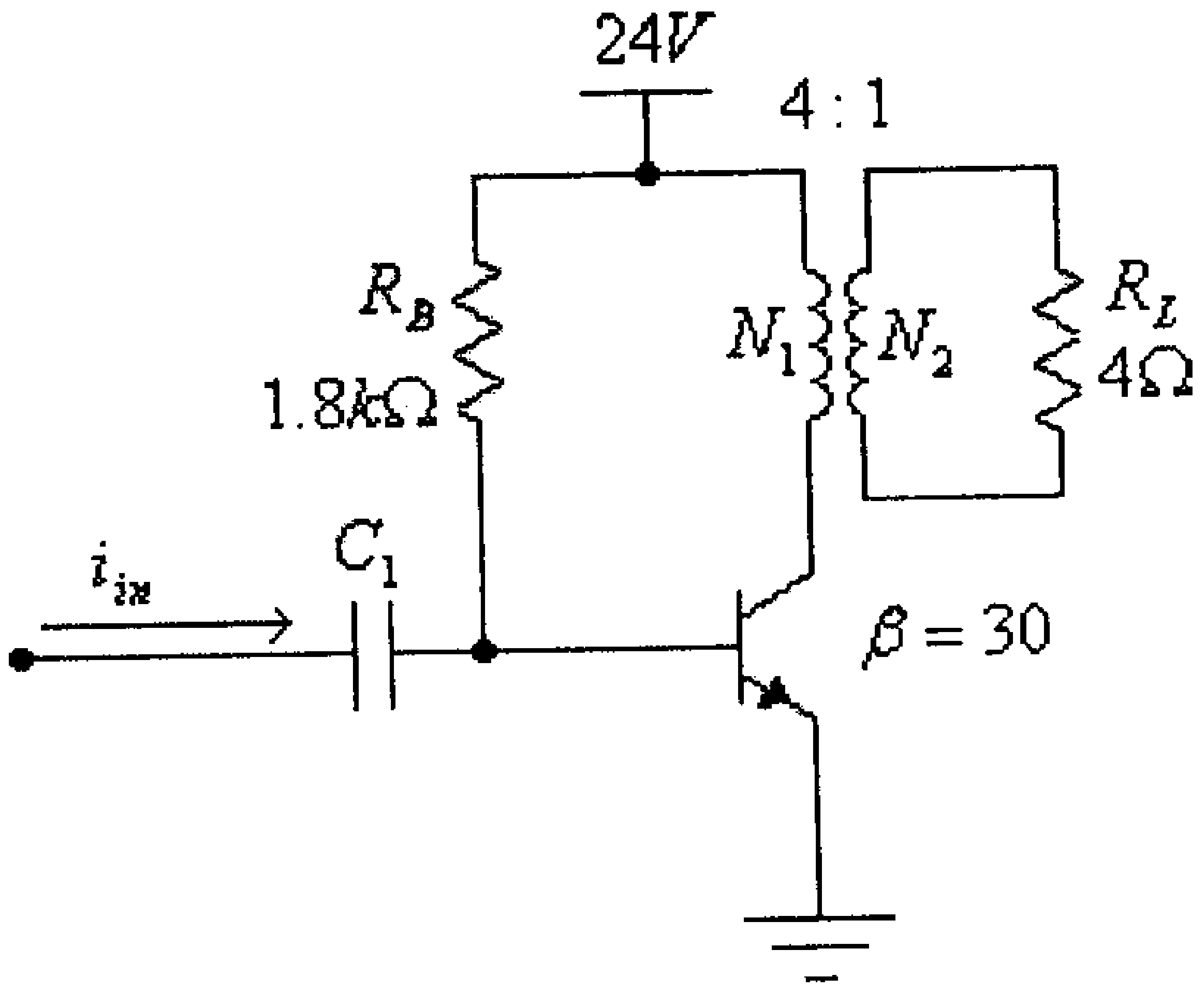
شكل (29)

أ) أوجد قيمة المقاومة R_B اللازمة لجعل نقطة عمل الترانزيستور في منتصف خط الحمل.

ب) أوجد قيمة القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة لهذا المضخم، إذا علمت أن شكل الإشارة المدخلية جيبي وبقيمة فعّالة مقدارها $3V$.

ج) ما هي القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلية التي يمكن تضخيمها باستخدام هذه الدائرة دون تشويه. ما قيمة القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المُزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة، في هذه الحالة.

2) لدائرة مضخم القدرة من الصنف A، التالية.



شكل (30)

أ) أوجد قيمة القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المُزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة لهذا المضخم، إذا علمت أن تيار الإشارة المدخلية جيبي وبقيمة فعّالة مقدارها $2mA$.

ب) ما هي القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلية التي يُمكن تضخيمها باستخدام هذه الدائرة دون تشويه. ما قيمة القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المُزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة، في هذه الحالة.

ج) ما هي قيمة المقاومة R_B التي تجعل قيمة معامل الفائدة لهذه الدائرة بحدها الأقصى عندما تكون قيمة تيار الإشارة هي القيمة العظمى التي يمكن تضخيمها دون تشويه.

3) مضخم قدرة من الصنف B يزود حمل مقاومته 8Ω بقدرة مقدارها $12W$، وإذا علمت أن فولطية التغذية لهذا المضخم تساوي $24V$، أوجد:

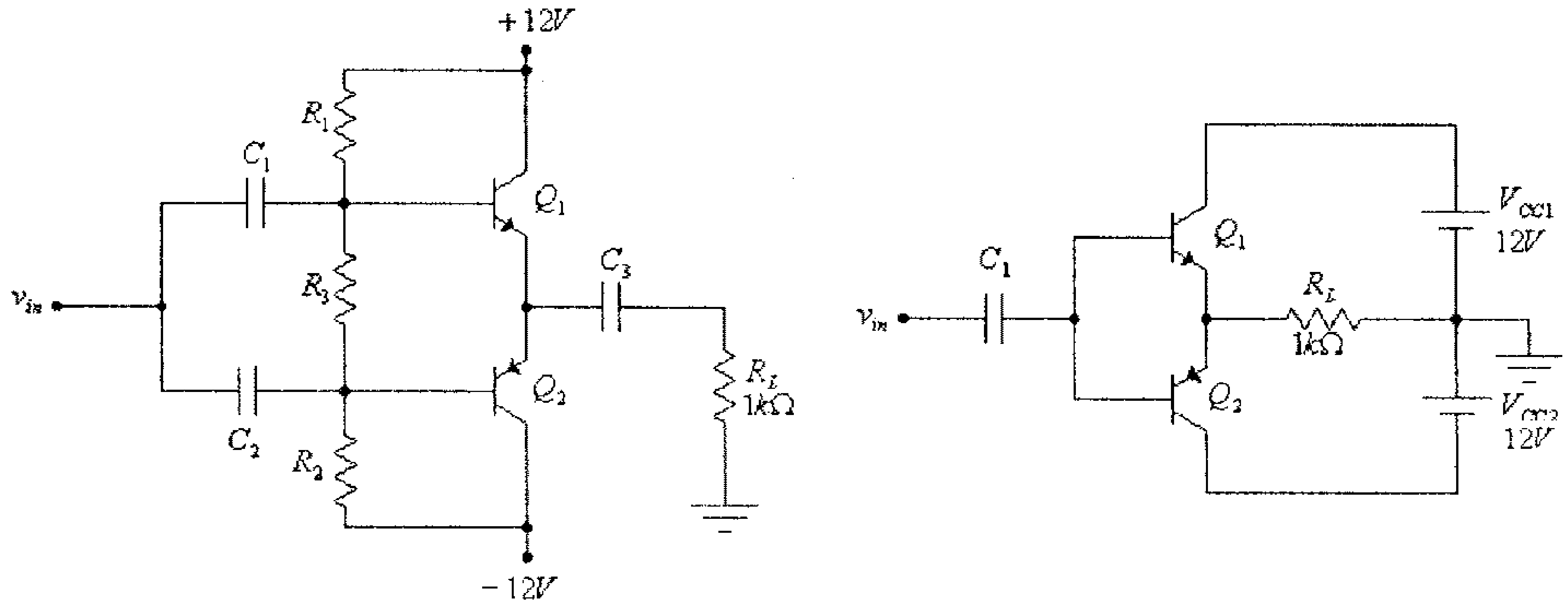
أ) قيمة كل من فولطية وتيار الحمل.

ب) معامل الفائدة لهذا المضخم.

ج) القدرة الضائعة على كل من ترانزيستوري المضخم.

د) القيمة العظمى للقدرة التي يُمكن لهذا المضخم تزويدها ومعامل الفائدة عند تلك القيمة.

4) لكل من مضخمي القدرة التاليين، وإذا علمت أن الإشارة المدخلية جيبية الشكل والقيمة الفعّالة لفولطيتها تساوي $6V$.



(ب) (أ)

شكل (31)

أ) أرسم موجة فولطية الحمل.

ب) ما مقدار معامل تضخيم الفولطية لهذا المضخم.

ج) أوجد قيمة كل من القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المُزودة للحمل والقدرة الضائعة في كل من الترانزيستورين وكذلك معامل الفائدة.

5) إذا علمت أن الإشارة المدخلية لمضخم هي $v_{in}(t) = 0.1\sin(9425t)$
وإن الإشارة المخرجية لهذا المضخم هي:

$$v_{out}(t) = 10\sin(9425t) + 0.06\sin(28275t) + 0.02\sin(47125t)$$

أ) ما هي المركبات المُحتواة في الإشارة المخرجية.

ب) ما قيمة معامل التشوية المُسبب من كل من هذه المركبات.

ج) ما هي قيمة معامل التشويه الكلي.

6) إذا علمت أن الضياع الحراري في ترانزيستور سيليكوني يساوي $10W$ وأن درجة حرارة الجو الخارجي تساوي 40^0C وأن $T_J = 200^0C$، $\theta_{JC} = 0.9^0C/W$، $\theta_{CS} = 0.8^0C/W$، أحسب المقاومة الحرارية للمبرد المناسب لهذا الترانزيستور.

الوحدة التاسعة

التغذية الراجعة في المضخمات

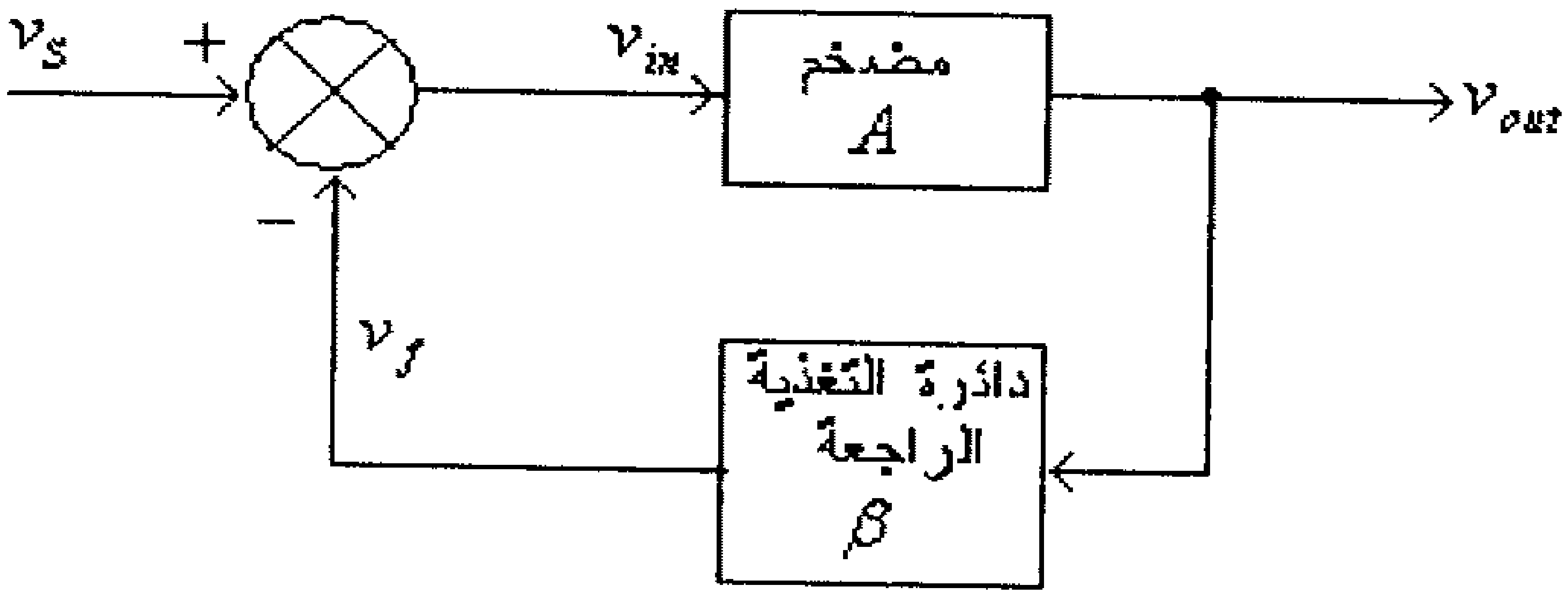
FEEDBACK IN AMPLIFIERS

الوحدة التاسعة

التغذية الراجعة في المضخمات

9.1 مدخل

يُقصد بالتغذية الراجعة (feedback) إرجاع جزء من إشــارة مخــرج المضخم الى مدخله بحيث يتم طرح (أو جمع) هذا الجزء من الإشارة المخرجية الى إشارة المصدر المُغذية للمضخم، وذلك كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (1)

وحسب فرق الطور بين الإشارة التي يتم إرجاعها من مخرج المضخم وإشارة المصدر يُمكن تقسيم التغذية الراجعة الى قسمين هما:

- التغذية الراجعة السالبة (negative feedback): ويكون فيها فرق الطور بين الإشارة التي يتم إرجاعها من مخرج المضخم وإشارة المصدر يساوي 180^0، أي أن الإشارة الداخلة للمضخم ستكون:

$$v_{in} = v_S - v_f$$

- التغذية الراجعة الموجبة (positive feedback): وفيها تكون الإشارة التي يتم إرجاعها من مخرج المضخم متطابقة بالطور مع إشارة المــصدر، أي أن الفرق بالطور بين الإشارتين يساوي 0^0، وبالتالي فإن الإشارة الداخلــة للمضخم ستكون:

$$v_{in} = v_S + v_f$$

وما يجب ذكره أن التغذية الراجعة المستخدمة بدوائر المضخمات بمعظمها تغذية راجعة سالبة وتلك المستخدمة بدوائر المذبذبات (oscillators) فهي تغذية راجعة موجبة.

وبالرجوع الى الشكل (1) أعلاه، نستنتج أن:

$$v_f = \beta . v_{out} \quad \ldots\ldots (1)$$

و:

$$v_{in} = v_S - v_f = v_S - \beta . v_{out} \quad \ldots\ldots (2)$$

ولكن:

$$v_{out} = A.v_{in} = A.(v_S - \beta . v_{out}) \quad \ldots\ldots (3)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{A}{1 + A.\beta} \quad \ldots\ldots (4)$$

في هذه المعادلة:

A_f – معامل التضيخم بوجود التغذية الراجعة.

A – معامل التضخيم دون وجود التغذية الراجعة.

β – معامل التغذية الراجعة، حيث:

$$\beta = \frac{v_f}{v_{out}} \quad \ldots\ldots (5)$$

لاحظ أن المعادلة رقم (4) تُبين أن إدخال تغذية راجعة سالبة يقلل مقدار معامل التضخيم.

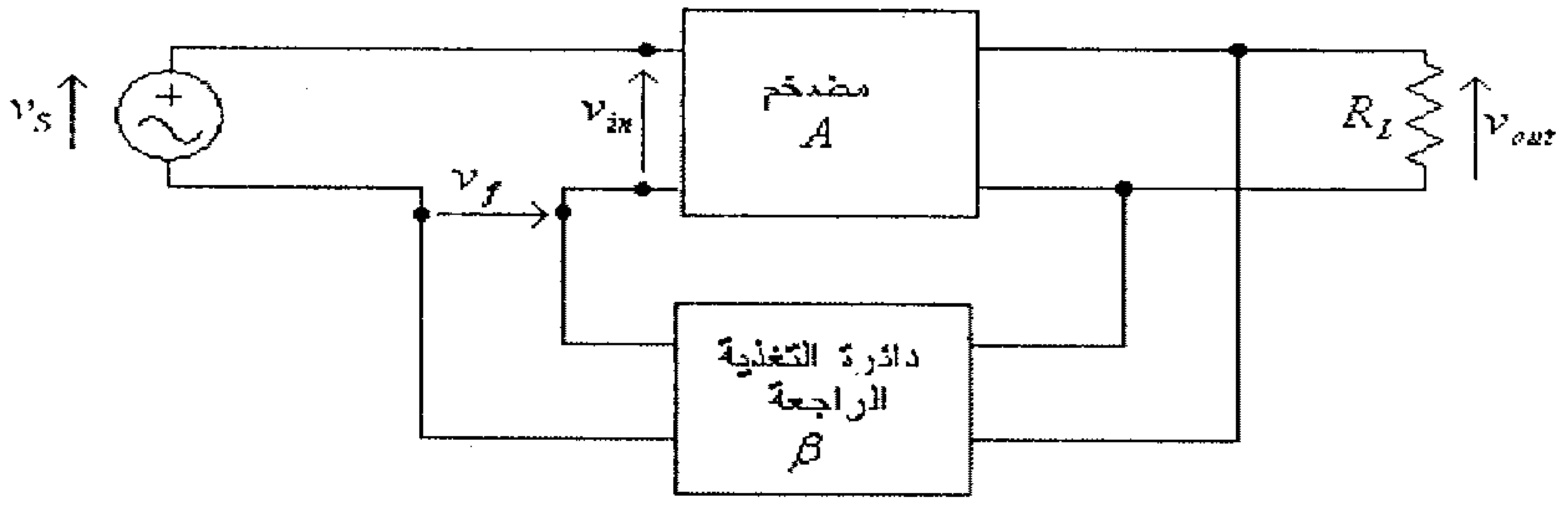
وبالرغم من أن التغذية الراجعة السالبة في المضخمات تعمل على تقليل معامل التضخيم إلا أنها تؤدي الى تحسين العديد من نواحي الإداء الأخرى للمضخم مثل:

- زيادة قيمة الممانعة المدخلية للمضخم.
- إنقاص قيمة الممانعة المخرجية للمضخم.
- تحسين الإستجابة الترددية للمضخم.
- تقليل تأثير التشويش على عمل المضخم.
- زيادة إستقرارية معامل التضخيم وتقليل تأثره بالعوامل الخارجية، مثل درجة الحرارة.

9.2 أنواع دوائر التغذية الراجعة في المضخمات

ذكرنا سابقاً أن التغذية الراجعة المستخدمة في دوائر المضخمات عادةً ما تكون تغذية راجعة سالبة (negative feedback). وحسب نوع الإشارة التي يتم إرجاعها الى مدخل المضخم وكيفية توصيل هذه الإشارة الى مدخل المضخم يمكن تقسيم دوائر التغذية الراجعة في المضخمات الى الأنواع التالية:

1-تغذية راجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback)، في هذا النوع من التغذية الراجعة يتم إرجاع جزء من فولطية المخرج للمضخم وتوصيله على التسلسل مع مصدر الإشارة وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (2)

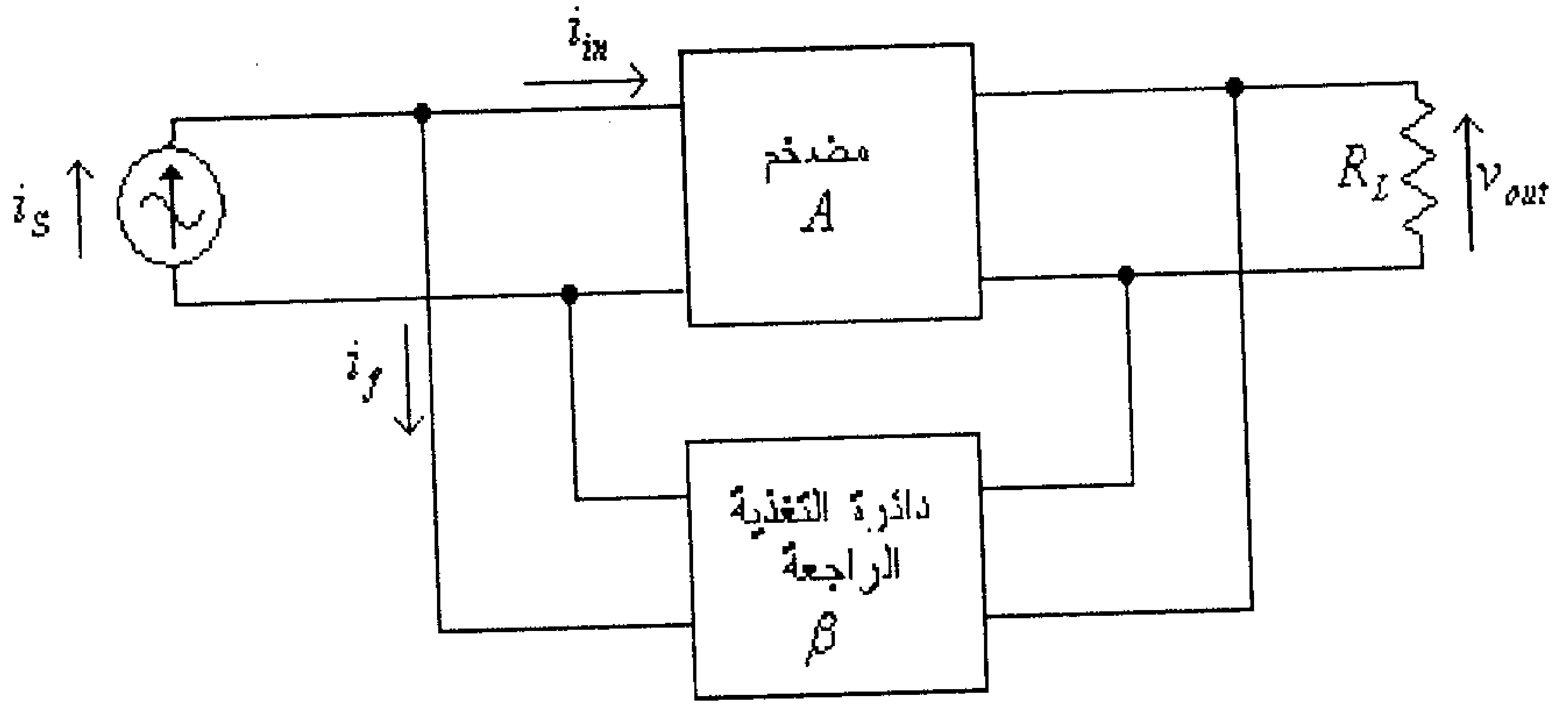
لاحظ في هذه الدائرة أن:

$$v_{in} = v_S - v_f$$

وأن:

$$v_f = \beta . v_{out}$$

2- تغذية راجعة بفولطية متوازية (voltage-shunt feedback)، في هذا النوع من التغذية الراجعة يتم إرجاع جزء من فولطية المخرج للمضخم وتوصيله على التوازي مع مصدر الإشارة وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (3)

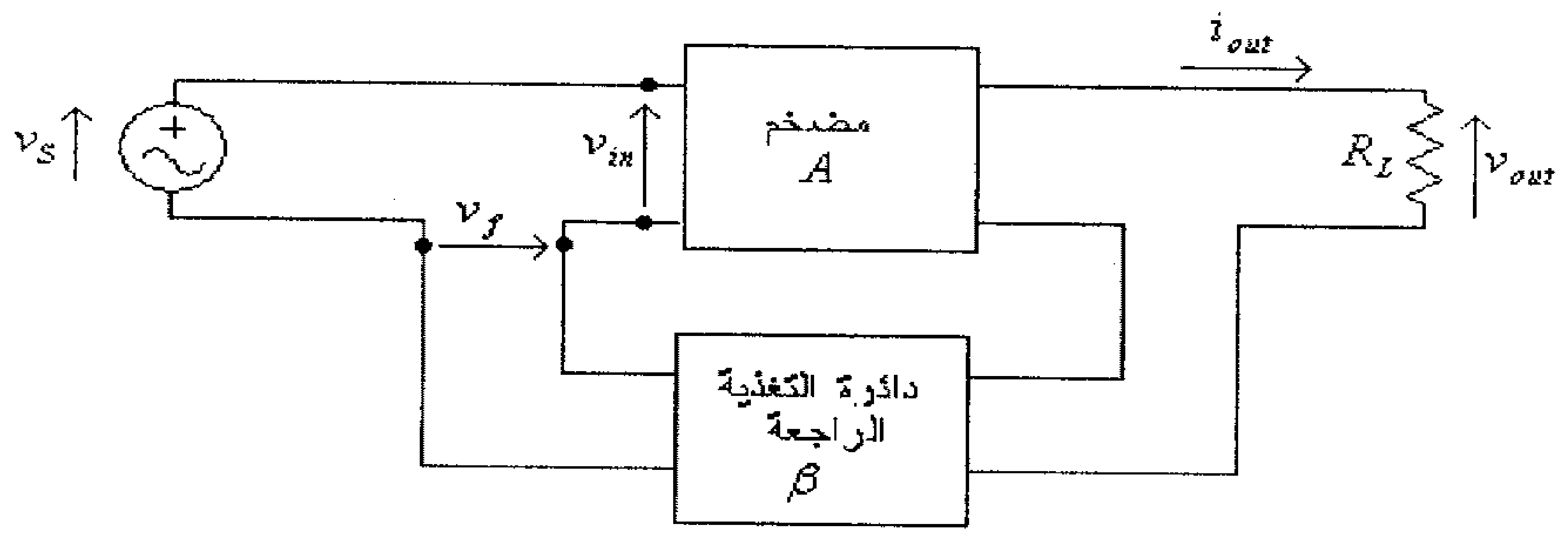
في هذه الدائرة:

$$i_{in} = i_S - i_f$$

وأن:

$$i_f = \beta . v_{out}$$

3- تغذية راجعة بتيار تسلسلي (current-series feedback)، في هذا النوع من التغذية الراجعة يتم إرجاع جزء من التيار المخرجي للمضخم وتوصيله على التسلسل مع مصدر الإشارة وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (4)

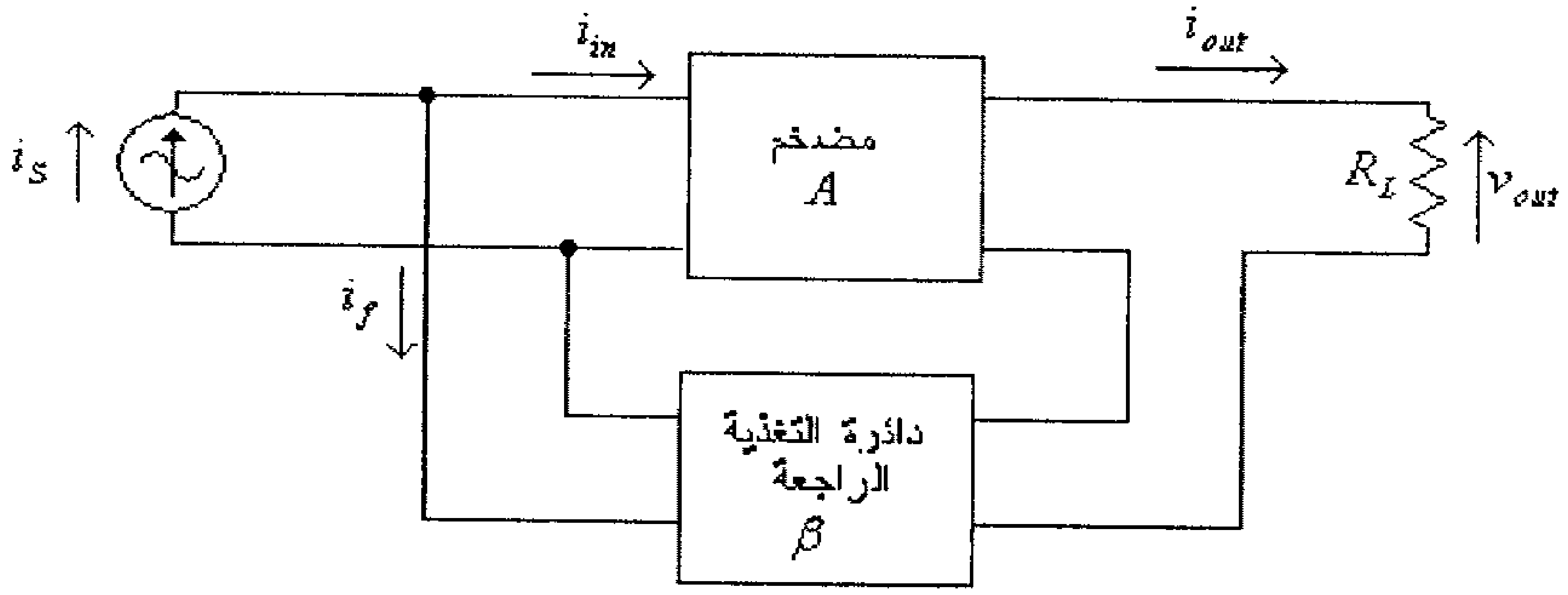
في هذه الدائرة:

$$v_{in} = v_S - v_f$$

وأن:

$$v_f = \beta . i_{out}$$

4- تغذية راجعة بتيارتوازي (current-shunt feedback)، في هذا النـــوع من التغذية الراجعة يتم إرجاع جزء من التيار المخرجي للمضخم وتوصيله على التوازي مع مصدر الإشارة وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (5)

في هذه الدائرة:

$$i_{in} = i_S - i_f$$

وأن:

$$i_f = \beta . i_{out}$$

9.3 تأثير التغذية الراجعة على أداء المضخمات

كما ذُكر سابقاً فإن للتغذية الراجعة تأثير علـــى مختلـــف نـــواحي أداء المضخم سنتطرق الى دراستها في ما يلي:

– تأثير التغذية الراجعة على معامل التضخيم.

بالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية تسلـــسلية (voltage-series feedback)، والمبينة في شكل (2)، تلاحظ أن:

$$v_f = \beta . v_{out}$$

و:

$$v_{in} = v_S - v_f = v_S - \beta . v_{out}$$

ولكن:

$$v_{out} = A.v_{in} = A.(v_S - \beta . v_{out})$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{A}{1 + A.\beta}$$

وبالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية متوازيـــة (voltage-shunt feedback)، والمبينة في شكل (3)، تلاحظ أن:

$$i_f = \beta . v_{out}$$

و:

$$i_{in} = i_S - i_f = i_S - \beta . v_{out}$$

ولكن:

$$v_{out} = A.i_{in} = A.(i_S - \beta . v_{out})$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_f = \frac{v_{out}}{i_S} = \frac{A}{1+A.\beta}$$

والنتيجتين السابقتين تنطبقان على باقي دوائر التغذية الراجعة، وهذا يعني أن إدخال تغذية راجعة سالبة يقلل مقدار معامل التضخيم.

مثال (1):

إذا علمت أن معامل التضخيم لمضخم هو $A = 100$، أوجد معامل التضخيم لهذا المضخم في حال إدخال تغذية راجعة سالبة بمعامل مقداره $\beta = 0.001$، $\beta = 0.01$، $\beta = 0.1$ و $\beta = 1$، على التوالي.

الحل:

- عند $\beta = 0.001$ فإن:

$$A_f = \frac{A}{1+A.\beta} = \frac{100}{1+(100).(0.001)} = 90.91$$

- عند $\beta = 0.01$ فإن:

$$A_f = \frac{A}{1+A.\beta} = \frac{100}{1+(100).(0.01)} = 50$$

- عند $\beta = 0.1$ فإن:

$$A_f = \frac{A}{1+A.\beta} = \frac{100}{1+(100).(0.1)} = 9.09$$

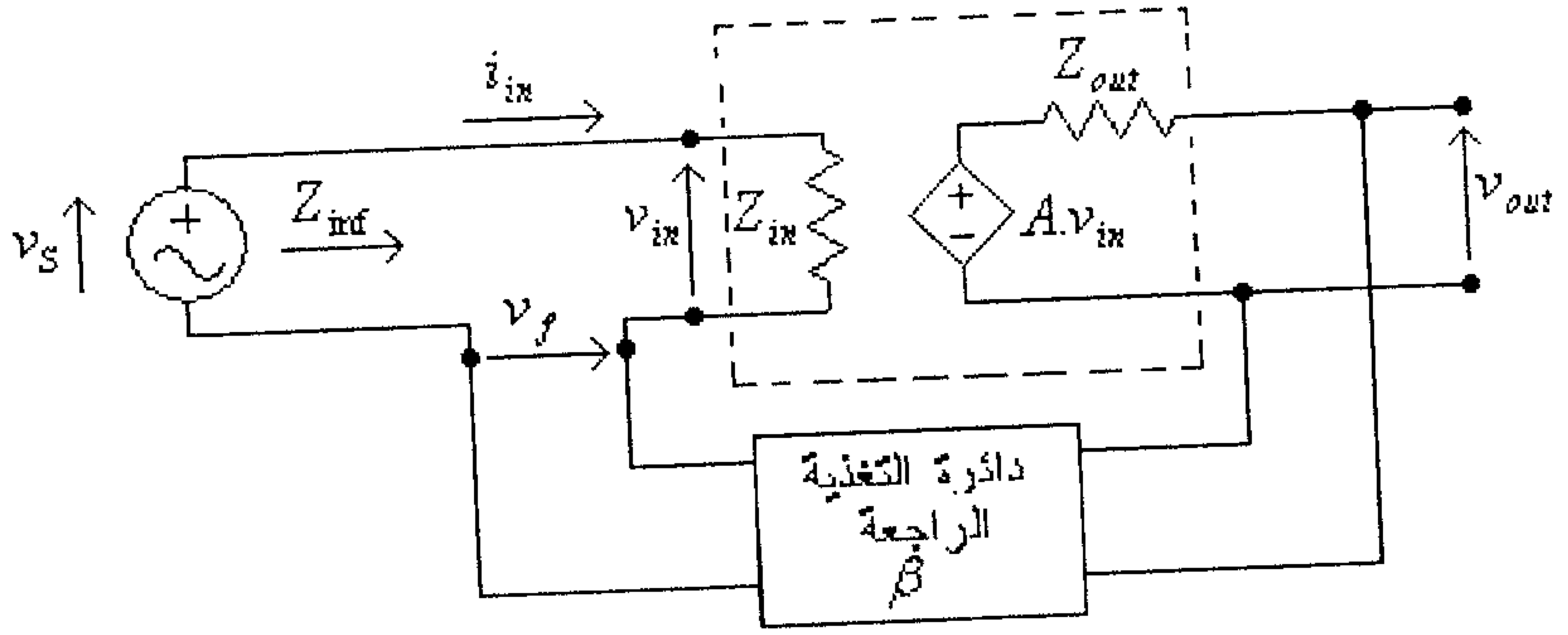
- عند $\beta = 1$ فإن:

$$A_f = \frac{A}{1+A.\beta} = \frac{100}{1+(100).(1)} = 0.99$$

وهذا المثال يبين أن إدخال تغذية راجعة سالبة يقلل مقدار معامل التضخيم، وأنه كلما كان معامل التغذية الراجعة (β) أكبر كلما قلّت قيمة معامل التضخيم بوجود التغذية الراجعة.

- تأثير التغذية الراجعة على الممانعة المدخلية للمضخم.

بالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback) والمبينة في شكل (2)، وبعد إستبدال المضخم بدائرته المكافئة، كما في الشكل التالي



شكل (6)

نلاحظ أن:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{Z_{in}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

ولكن:

$$v_{in} = v_S - v_f = v_S - \beta.v_{out} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

و:

$$v_{out} = A.v_{in} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

وبتعويض المعادلة (3) في المعادلة (2)، ينتج أن:

$$v_{in} = v_S - \beta.A.v_{in}$$

أي أن:

$$v_S = v_{in}(1 + \beta.A)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$v_{in} = \frac{v_S}{1 + \beta.A} \quad .... \quad (4)$$

بتعويض المعادلة (4) في المعادلة (1)، نستنتج أن:

$$i_{in} = \frac{v_S}{(1 + \beta.A).Z_{in}}$$

ومنها:

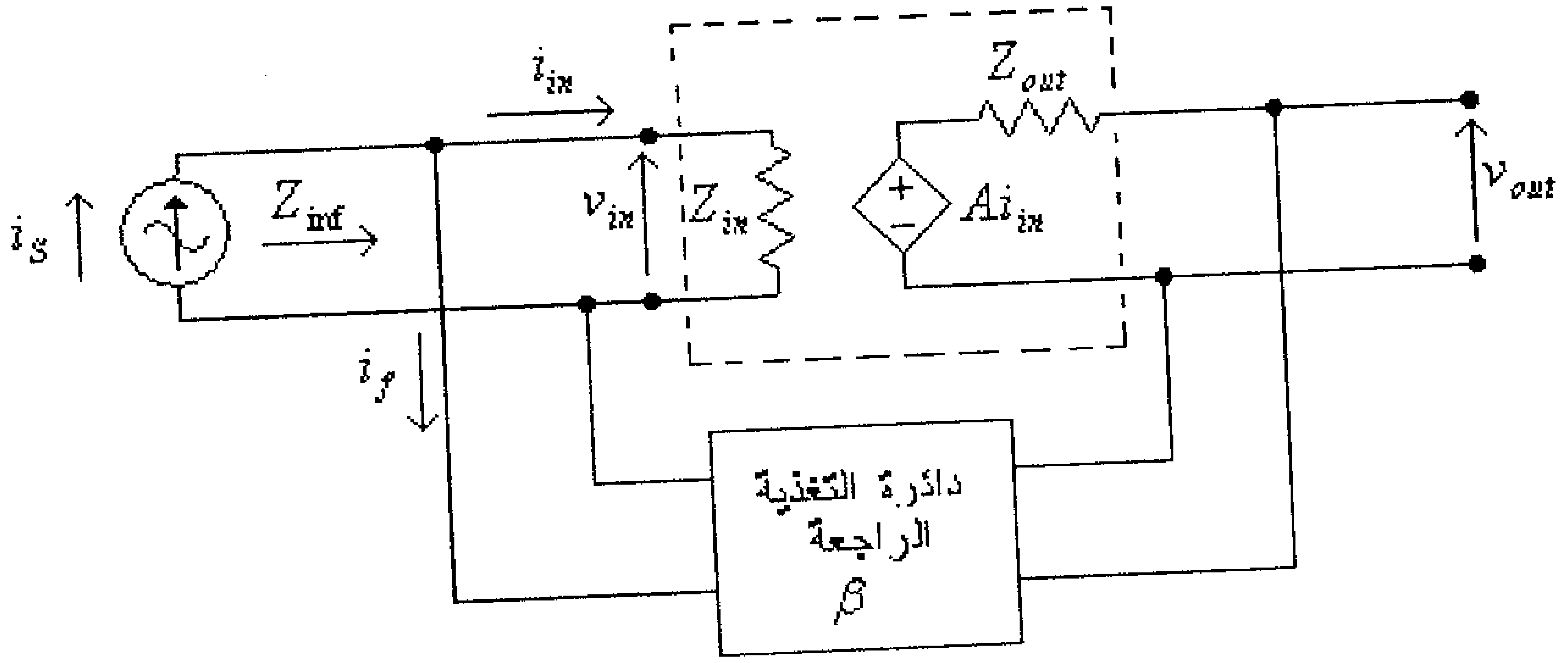
$$v_S = i_{in}.Z_{in}.(1 + \beta.A)$$

أي أن الممانعة المدخلية بوجود التغذية الراجعة ستكون:

$$Z_{\inf} = \frac{v_S}{i_{in}} = Z_{in}.(1 + \beta.A)$$

وهذه النتيجة تنطبق أيضاً على دائرة التغذية الراجعة بتيار تسلسلي (current-series feedback) والمبينة في شكل (4). أي أن إدخال تغذية راجعة سالبة بفولطية أو تيار تسلسلي يزيد قيمة الممانعة المدخلية للمضخم.

بالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية متوازية (voltage-shunt feedback) والمبينة في شكل (3)، وبعد إستبدال المضخم بدائرته المكافئة كما في الشكل التالي



شكل (7)

نلاحظ أن الممانعة المدخلية بوجود التغذية الراجعة هي:

$$Z_{inf} = \frac{v_{in}}{i_S} \quad \dots\dots (1)$$

ولكن:

$$i_S = i_{in} + i_f \quad \dots\dots (2)$$

و:

$$i_f = \beta . v_{out} \quad \dots\dots (3)$$

وبتعويض المعادلة (3) في المعادلة (2)، نستنتج أن:

$$i_S = i_{in} + \beta . v_{out} \quad \dots\dots (4)$$

ولكن:

$$v_{out} = A . i_{in} \quad \dots\dots (5)$$

وبتعويض المعادلة (5) في المعادلة (4)، نستنتج أن:

$$i_S = i_{in} + \beta . A . i_{in} = i_{in} . (1 + \beta . A) \quad \dots\dots (6)$$

وبتعويض المعادلة (6) في المعادلة (1)، ينتج أن:

$$Z_{inf} = \frac{v_{in}}{i_{in}.(1+\beta.A)} = \frac{Z_{in}}{1+\beta.A}$$

وهذه النتيجة تنطبق أيضاً على دائرة التغذية الراجعة بتيار توازي (current-shunt feedback)، والمبينة في شكل (5)، أي أن إدخال تغذية راجعة سالبة بفولطية أو تيار توازي يقلل قيمة الممانعة المدخلية للمضخم.

مثال (2):

معامل التضخيم لأحد المضخمات هو $A = 100$ ومقاومته المدخلية هي $R_{in} = 10k\Omega$، أوجد قيمة المقاومة المدخلية لهذا المضخم عند إدخال تغذية راجعة سالبة بمعامل $\beta = 0.1$ عندما تكون التغذية الراجعة:

أ) بفولطية تسلسلية.

ب) بتيار تسلسلي.

ج) بفولطية توازي.

د) بتيار توازي.

الحل:

أ) عندما تكون التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية، فإن:

$$R_{inf} = R_{in}.(1+\beta.A) = 10k\Omega.(1+0.1x100) = 110k\Omega$$

ب) عندما تكون التغذية الراجعة بتيار تسلسلي، فإن:

$$R_{inf} = R_{in}.(1+\beta.A) = 10k\Omega.(1+0.1x100) = 110k\Omega$$

ج) عندما تكون التغذية الراجعة بفولطية توازي، فإن:

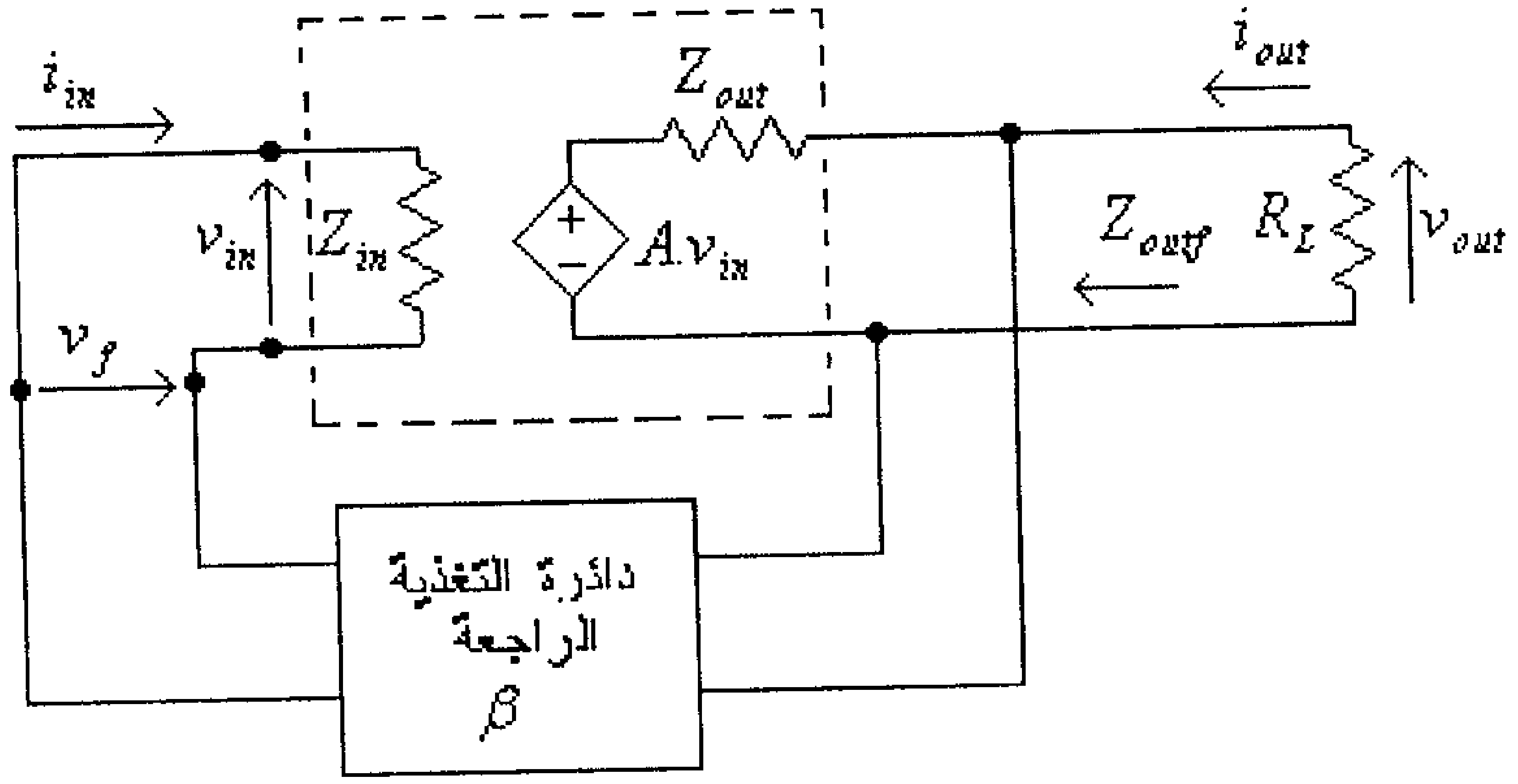
$$R_{\inf} = \frac{R_{in}}{1+\beta.A} = \frac{10k\Omega}{1+0.1x100} = 0.91k\Omega$$

د) عندما تكون التغذية الراجعة بتيار توازي، فإن:

$$R_{\inf} = \frac{R_{in}}{1+\beta.A} = \frac{10k\Omega}{1+0.1x100} = 0.91k\Omega$$

- **تأثير التغذية الراجعة على الممانعة المخرجية للمضخم.**

بالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback) والمبينة في شكل (2)، وبمعرفة أن الممانعة المخرجية للمضخم يتم إيجادها بإفتراض أن فولطية المصدر تساوي صفراً (راجع الوحدة الأولى من هذا الكتاب لمعرفة كيفية تحديد الممانعة المخرجية)، فإن الدائرة المكافئة للمضخم تصبح كما في الشكل التالي.



شكل (8)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = i_{out}.Z_{out} + A.v_{in} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

ولكن:

$$v_{in} = -v_f \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (2)$$

بتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$v_{out} = i_{out}.Z_{out} - A.v_f \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3)$$

ولكن:

$$v_f = \beta.v_{out} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

أي أن:

$$v_{out} = i_{out}.Z_{out} - A.\beta.v_{out} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

ومنها:

$$v_{out}.(1+\beta.A) = i_{out}.Z_{out}$$

أي أن الممانعة المخرجية للمضخم بوجود التغذية الراجعة هي:

$$Z_{outf} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{Z_{out}}{1+\beta.A}$$

وهذه النتيجة تنطبق أيضاً على دائرة التغذية الراجعة بفولطية متوازية (voltage-shunt feedback)، والمبينة في شكل (3). أي أن إدخال تغذية راجعة سالبة بفولطية تسلسلية أو بفولطية توازي يقلل قيمة الممانعة المخرجية للمضخم.

وبنفس الطريقة نستطيع أن نستنتج أن الممانعة المخرجية بوجود التغذية الراجعة بتيار تسلسلي (current-series feedback) ودائرة التغذية الراجعة بتيار توازي (current-shunt feedback) هي:

$$Z_{outf}=\frac{v_{out}}{i_{out}}=Z_{out}.(1+\beta.A)$$

أي أن إدخال تغذية راجعة سالبة بتيار تسلسلي أو بتيار توازي يقلل قيمة الممانعة المخرجية للمضخم.

مثال (3):

معامل التضخيم لأحد المضخمات هو $A=100$ ومقاومته المخرجية هي $R_{out}=100\Omega$ ، أوجد قيمة المقاومة المخرجية لهذا المضخم عند إدخال تغذية راجعة سالبة بمعامل $\beta=0.1$ عندما تكون التغذية الراجعة:

أ) بفولطية تسلسلية.

ب) بفولطية توازي.

ج) بتيار تسلسلي.

د) بتيار توازي.

الحل:

أ) عندما تكون التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية، فإن:

$$R_{outf}=\frac{R_{out}}{1+\beta.A}=\frac{100}{1+100x0.1}=9.091\Omega$$

ب) عندما تكون التغذية الراجعة بفولطية توازي، فإن:

$$R_{outf}=\frac{R_{out}}{1+\beta.A}=\frac{100}{1+100x0.1}=9.091\Omega$$

ج) عندما تكون التغذية الراجعة بتيار تسلسلي، فإن:

$$R_{outf}=R_{out}(1+\beta.A)=100.(1+0.1x100)=1100\Omega$$

د) عندما تكون التغذية الراجعة بتيار توازي، فإن:

$$R_{outf} = R_{out}(1+\beta.A) = 100.(1+0.1x100) = 1100\Omega$$

- **تأثير التغذية الراجعة على الإستجابة الترددية للمضخم.**

عرفنا سابقاً أن معامل تضخيم الفولطية بوجود التغذية الراجعة السالبة هو:

$$A_f = \frac{A}{1+A.\beta}$$

وبقسمة البسط والمقام للطرف الأيمن لهذه المعادلة على $A.\beta$، نجد أن:

$$A_f = \frac{\frac{A}{A.\beta}}{\frac{1}{A.\beta}+1} = \frac{\frac{1}{\beta}}{\frac{1}{A.\beta}+1}$$

وعندما تكون $A.\beta >> 1$، فمن المعادلة السابقة نستنتج أن:

$$A_f = \frac{1}{\beta}$$

وهذه المعادلة تعني أنه في حال كون $A.\beta >> 1$ فإن معامل التضخيم سيتم تحديده من دائرة التغذية الراجعة، ولكون هذه الدائرة تتكون عادةً من مقاومات مادية فهذا يعني أن معامل التضخيم لن يتأثر كثيراً بتغير تردد الإشارة المدخلية.

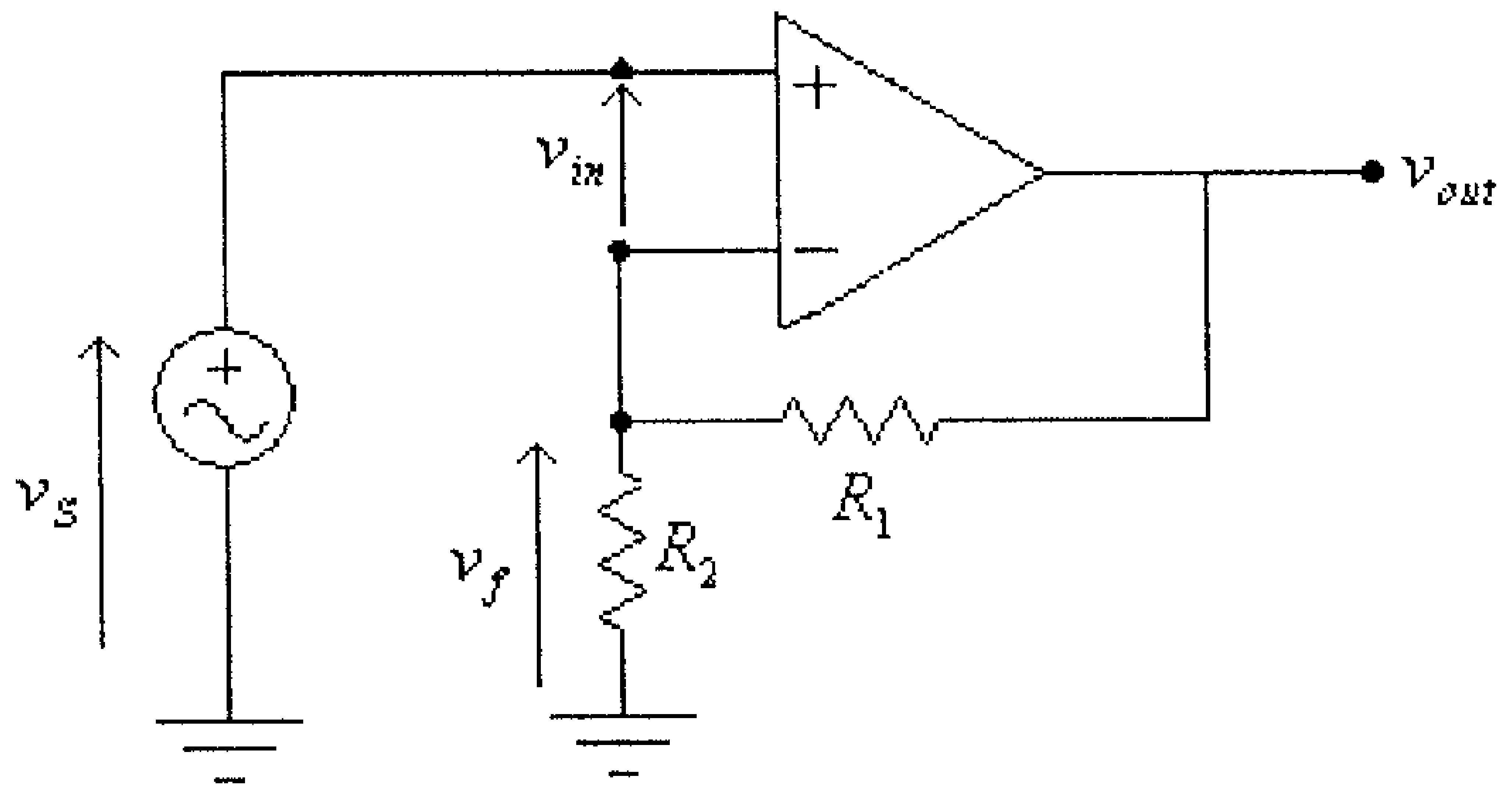
ومما يجب ذكره أيضاً أن التغذية الراجعة السالبة تقلل تأثير التشويش على عمل المضخم وتزيد من إستقرارية عمل المضخم. (راجع الوحدة الرابعة من الجزء الأول من هذا الكتاب للتعرف على مفهوم الإستقرارية في عمل المضخمات).

9.4 بعض دوائر التغذية الراجعة في المضخمات

درسنا في ما سبق تأثير دوائر التغذية الراجعة السالبة على دوائر المضخمات، وسنتطرق الآن الى بعض دوائر المضخمات العملية المُستعمل فيها دوائر تغذية راجعة مختلفة.

- دوائر التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback)

سنتناول فيما يلي بعض دوائر التغذية الراجعة بفولطية تسلسليه كتلك المبينة في الشكل التالي والتي تُشكل دائرة المضخم غير العاكس والتي تم دراستها سابقاً في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.



شكل (9)

لاحظ في هذه الدائرة أن:

$$v_{in} = v_S - v_f \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

حيث:

$$v_f = v_{out} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

المعادلة الأولى من هاتين المعادلتين تبين أن جزء من الفولطية المخرجية قد تم طرحه من فولطية مصدر الإشارة، وهذا الجزء محدد مقداره بالمعادلة الثانية.

أي أن:

$$\beta \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3)$$

ولما كان معامل التضخيم لمضخم بتغذية راجعة سالبة يُعطى بالمعادلة:

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

وبقسمة البسط والمقام للطرف الأيمن من هذه المعادلة على A ، نستنتج أن:

$$A_f = \frac{1}{\frac{1}{A} + \beta}$$

ولكون قيمة A كبيرةً جداً، فإن:

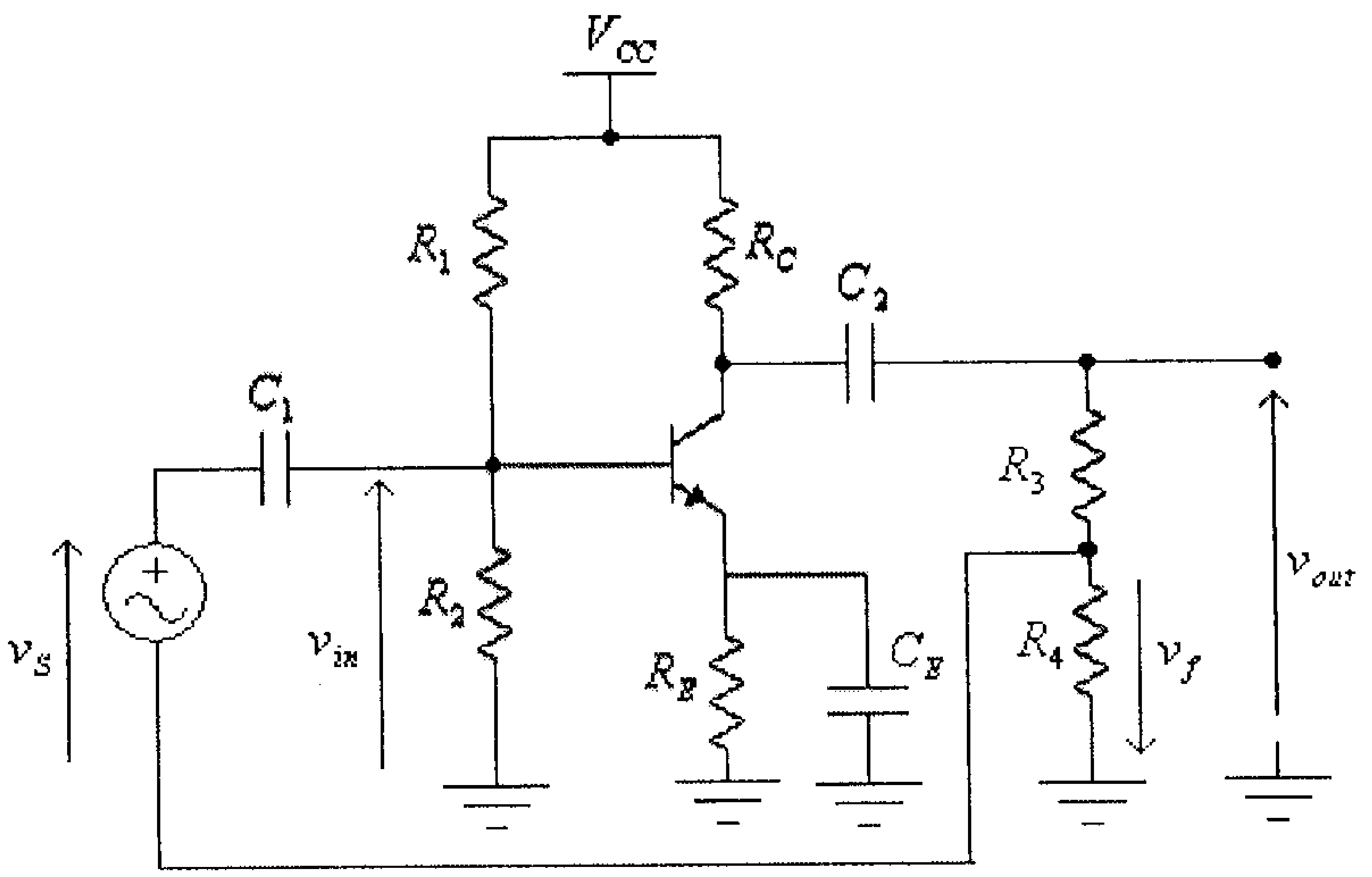
$$A_f = \frac{1}{\beta} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

وبتعويض المعادلة (3) في المعادلة (5)، نستنتج أن:

$$A_f = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

وهي نفس النتيجة التي تم الوصول اليها عند دراسة هذه الدائرة في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم بإنحياز مجزىء الفولطية، والتي تم دراستها في الوحدة الثانية من هذا الكتاب، بعد إضافة دائرة تغذية راجعة بفولطية تسلسليه اليها.



شكل (10)

لاحظ في هذه الدائرة أن:

$$v_{in} = v_S - v_f \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

حيث:

$$v_f = -\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right).v_{out} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

المعادلة الأولى من هاتين المعادلتين تبين أن جزء من الفولطية المخرجية قد تم طرحه من فولطية مصدر الإشارة، وهذا الجزء محدد مقداره بالمعادلة الثانية.

أي أن:

$$\beta = -\frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

لاحظ أن الإشارة السالبة قد تم إدخالها بتعريف معامل التغذية الراجعة وذلك لوجود فرق في الطور مقداره 180^0 بين إشارتي المدخل والمخرج لهذا المضخم.

ولقد إستنتجنا في الوحدة الثانية من هذا الكتاب أنه وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجية للترانزيستور، r_O، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع، R_C، فإن معامل تضخيم الفولطية في حالة عدم وجود التغذية الراجعة هو:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C \| (R_3 + R_4)}{r_e} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (4)$$

وبالتالي فإن:

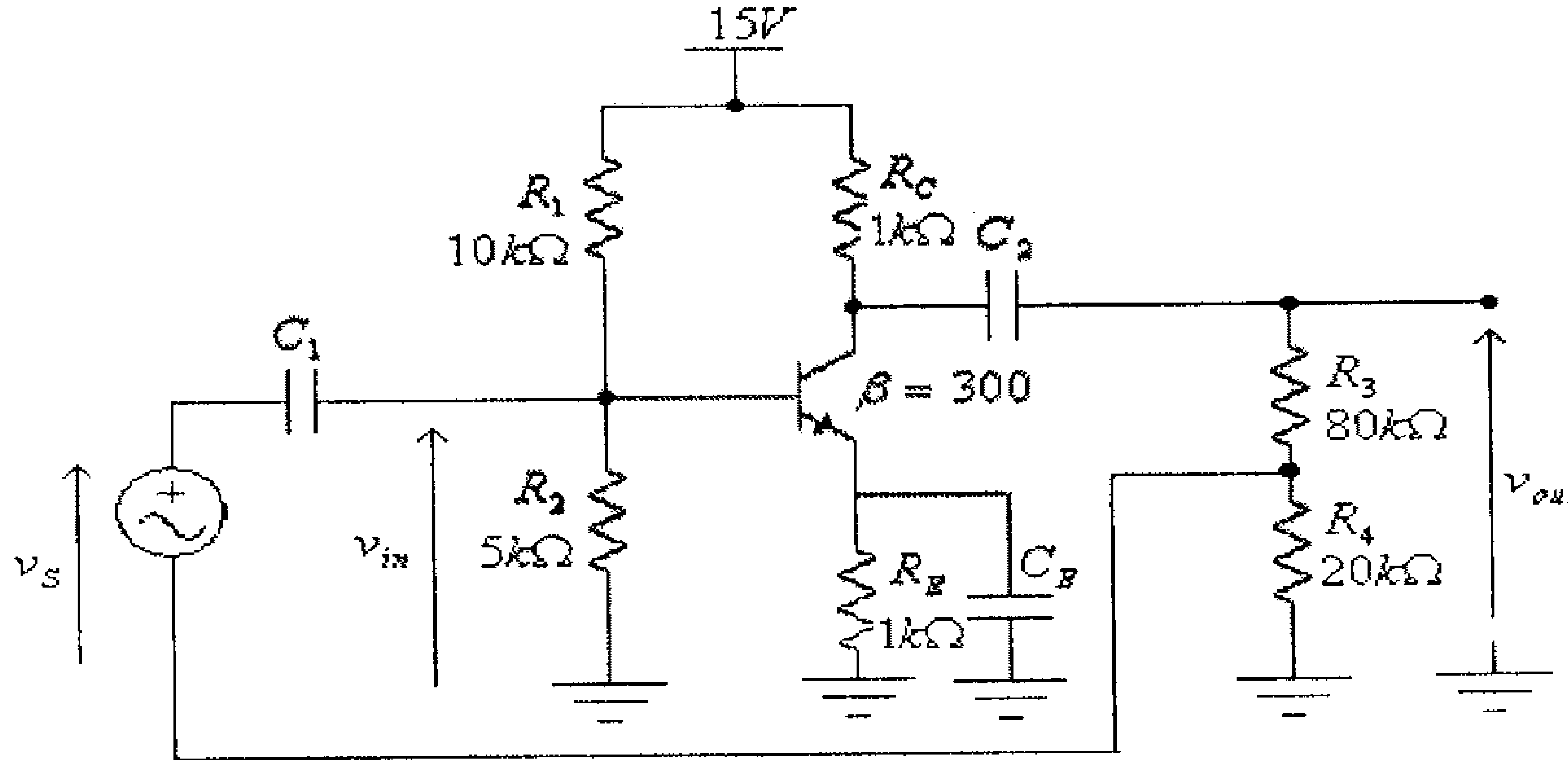
$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (5)$$

وبتعويض المعادلتين (3) و (4) في المعادلة (5)، نستنتج أن معامل التضخيم في حالة وجود التغذية الراجعة هو:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{\dfrac{R_C \| (R_3 + R_4)}{r_e}}{1 + \left(-\dfrac{R_C \| (R_3 + R_4)}{r_e} \right) \cdot \left(-\dfrac{R_4}{R_3 + R_4} \right)}$$

مثال (4):

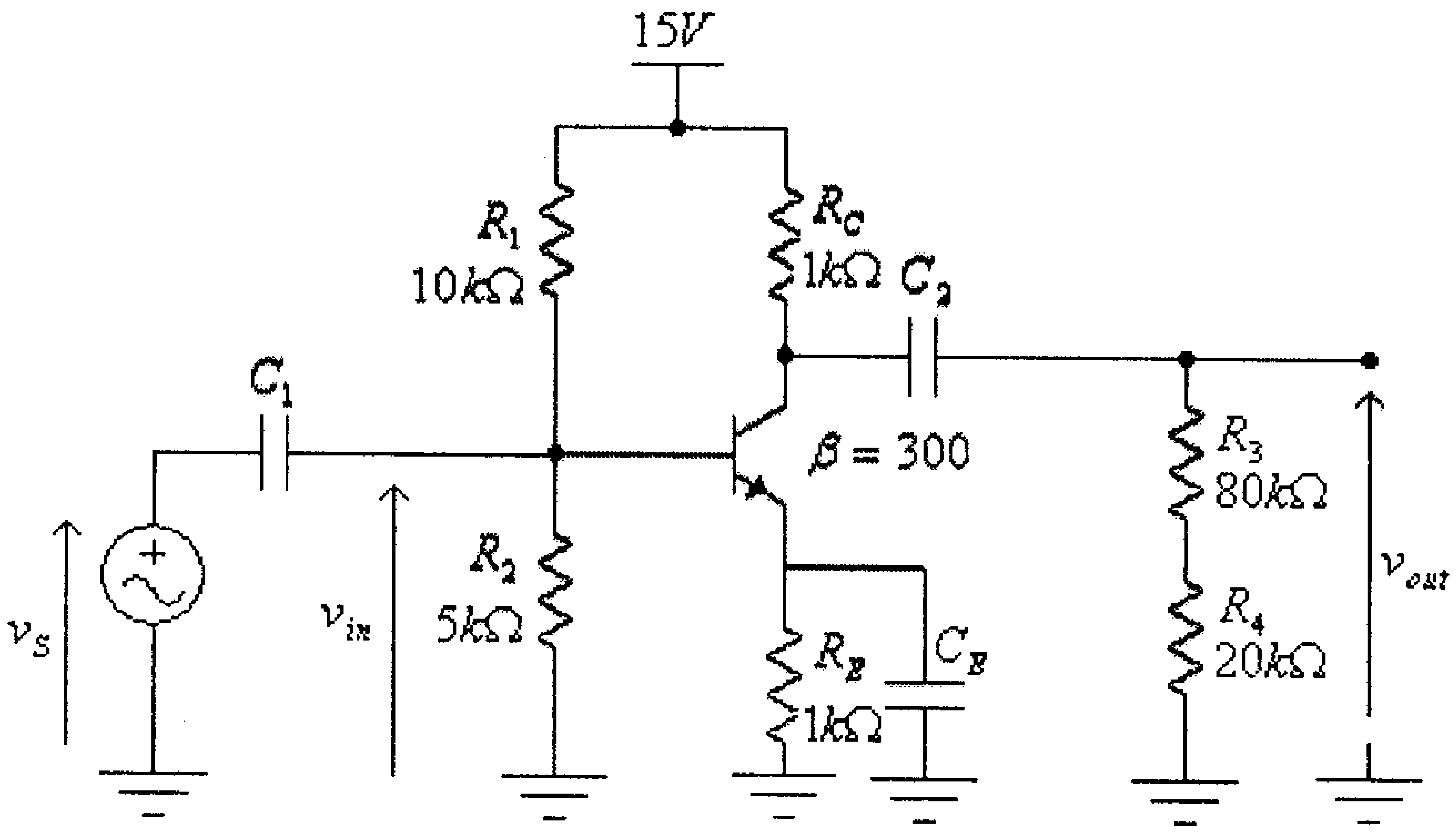
لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من A_{VO}, Z_{in} و Z_{out}.



شكل (11)

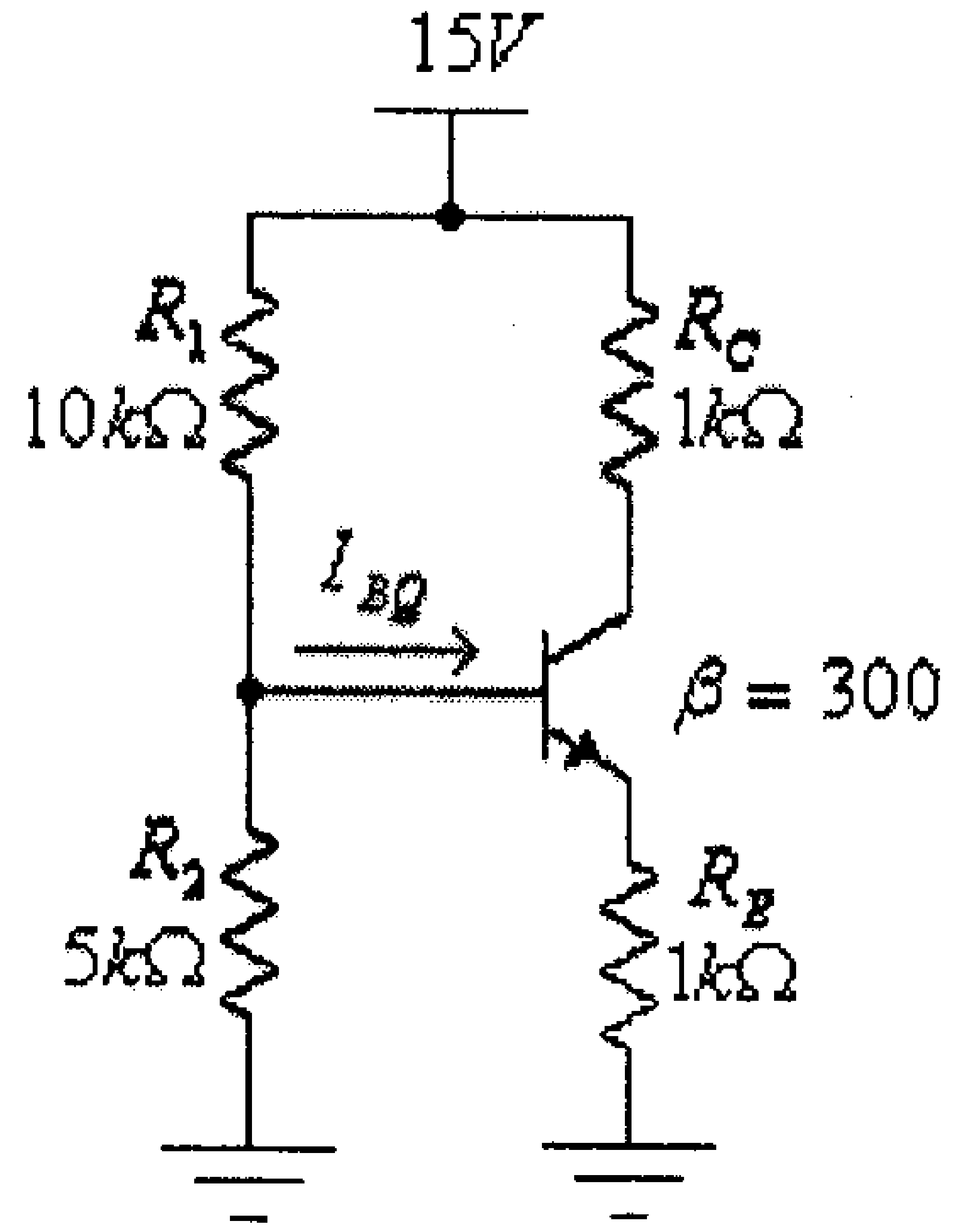
الحل:

سنقوم أولاً بدراسة هذه الدائرة دون تأثير التغذية الراجعة، أي الــدائرة المبينة في الشكل التالي.



شكل (12)

الدائرة المكافئة للتيار المستمر لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي



شكل (13)

لاحظ في هذه الدائرة أن الشرط $\beta.R_E \geq 10R_2$ محقق، لأن:

و:

$$\beta.R_E = 300(1x10^3) = 300x10^3\,\Omega$$

$$10.R_2 = 10(5x10^3) = 50x10^3\,\Omega$$

لذا يمكن إستخدام الطريقة التقريبية (approximate method) لدراسة دائرة الإنحياز، وعليه فإن:

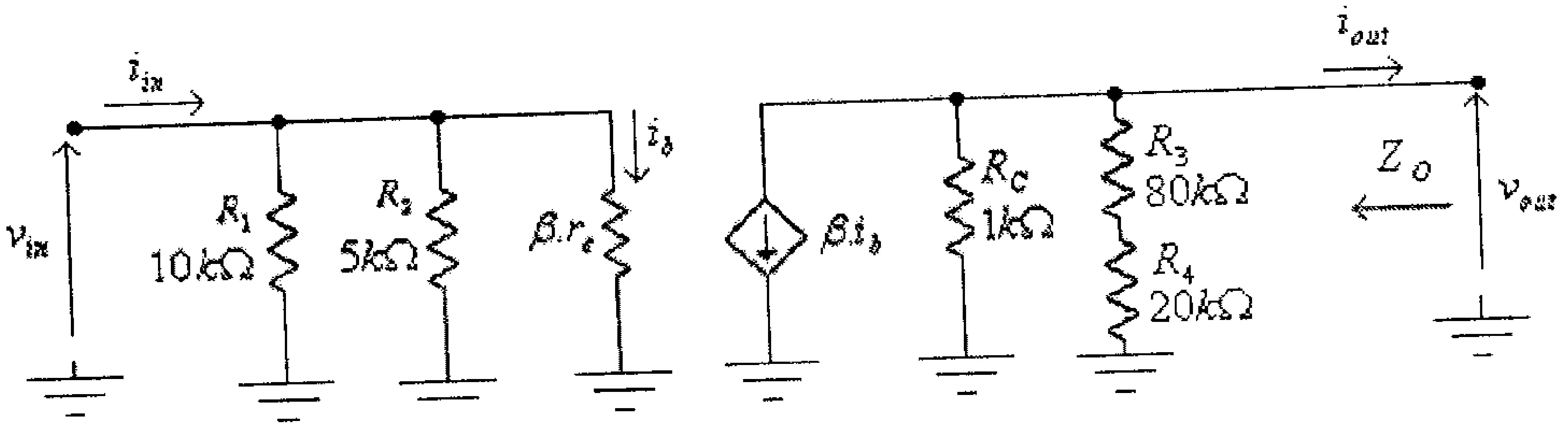
$$V_{BQ} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15(5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 5V$$

$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E} = \frac{4.3}{1x10^3} = 0.0043A = 4.3mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

الدائرة المكافئة للتيار المتردد، وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، هي كما في الشكل التالي:



شكل (14)

من هذا الشكل:

$$R_B \quad R_1\|R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10x10^3(5x10^3)}{10x10^3 + 5x10^3} = 3.33x10^3\,\Omega = 3.33k\Omega$$

$$R_{in} \quad R_B\|\beta.r_e = \frac{R_B.(\beta.r_e)}{R_B + \beta.r_e} = \frac{3.33x10^3(300x6.05)}{3.33x10^3 + 300(6.05)} = 1.12k\Omega$$

$$R_{out} = R_C \| (R_3 + R_4) = 1k\Omega \| 100k\Omega = 0.99k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_{out}}{r_e} = -\frac{990}{6.05} = -163.64$$

معامل التغذية الراجعة هو:

$$\beta = -\frac{R_4}{R_3 + R_4} = -\frac{20k\Omega}{80k\Omega + 20k\Omega} = -0.2$$

وبالتالي، فإنه بوجود التغذية الراجعة:

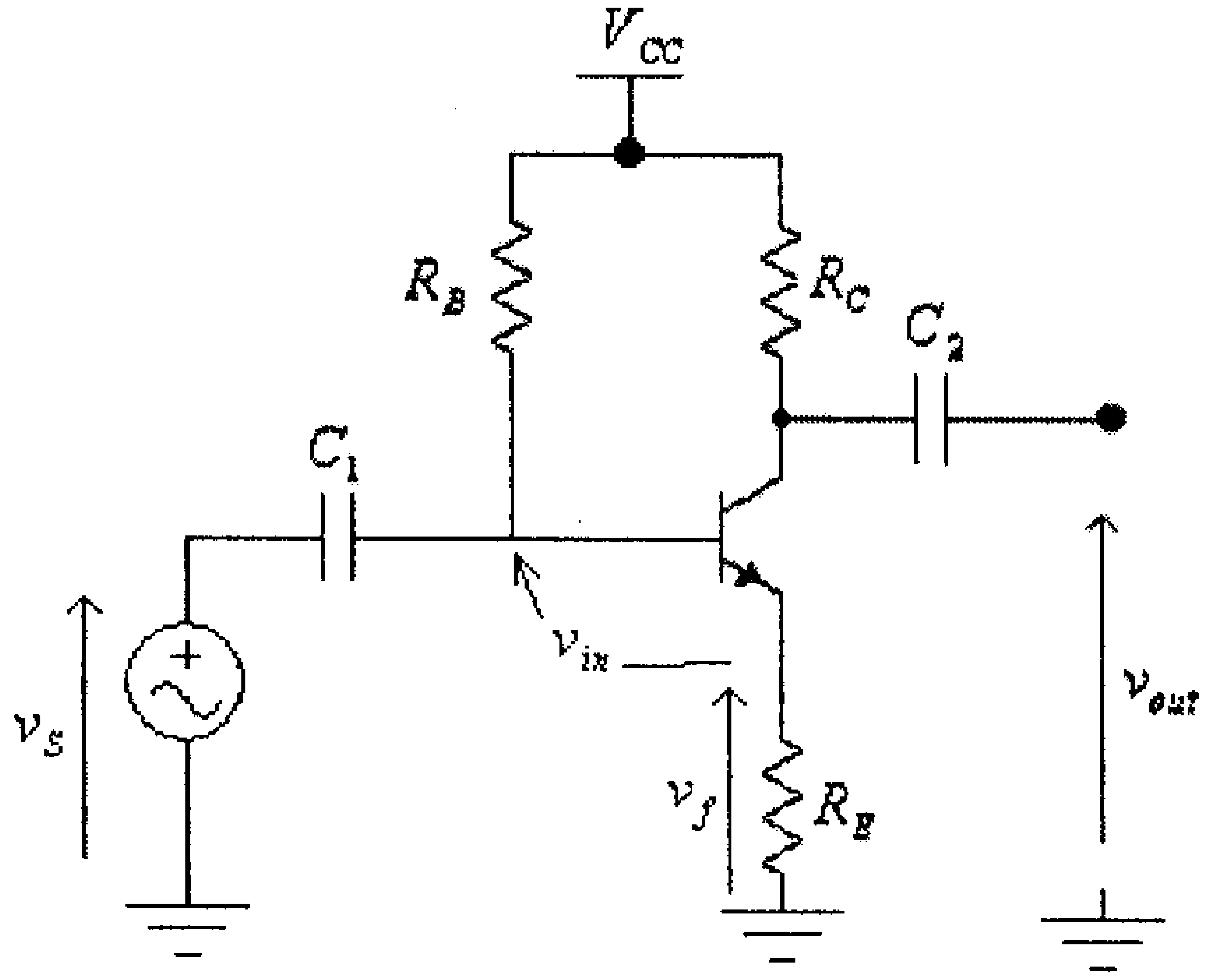
$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} = \frac{-163.64}{1 + (-163.64).(-0.2)} = -4.85$$

$$R_{\inf} = R_{in}.(1 + \beta.A) = (1.12k\Omega)[1 + (-0.2).(-163.64)] = 37.77k\Omega$$

$$R_{outf} = \frac{R_{out}}{1 + \beta.A} = \frac{990}{1 + (-163.64).(-0.2)} = 29.35\Omega$$

- دوائر التغذية الراجعة بتيار تسلسلي (current-series feedback)

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم بإنحياز الباعث والتي دُرست في الوحدة الثانية من هذا الكتاب.



شكل (15)

لاحظ أن عدم وجود المكثف C_E، والذي يوصل عادةً على التوازي مع المقاومة R_E، يؤدي الى أن التيار المخرجي والذي يمر في المقاومة R_E سيؤدي الى تقليل قيمة الفولطية المدخلية للمضخم.

في هذه الدائرة:

$$v_{in} = v_S - v_f \quad \text{.............................} \quad (1)$$

حيث:

$$v_f = -R_E . i_{out} \quad \text{...........................} \quad (2)$$

و:

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_C} \quad \text{.................................} \quad (3)$$

بتعويض المعادلة (3) في المعادلة (2)، نستنتج أن:

$$v_f = -\frac{R_E}{R_C} . v_{out}$$

أي أن:

$$\beta = -\frac{R_E}{R_C} \quad \text{..............................} \quad (4)$$

ولقد إستنتجنا في الوحدة الثانية من هذا الكتاب أن معامل تضخيم الفولطية في حالة عدم وجود المقاومة R_E (دائرة التغذية الراجعة) هو:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e} \quad \text{....................} \quad (5)$$

وبالتالي فإن:

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} \quad \text{.........................} \quad (6)$$

وبتعويض المعادلتين (4) و (5) في المعادلة (6)، نستنتج أن معامل التضخيم في حالة وجود التغذية الراجعة هو:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-\frac{R_C}{r_e}}{1 + \frac{R_C}{r_e} \cdot \frac{R_E}{R_C}} = \frac{-\frac{R_C}{r_e}}{1 + \frac{R_E}{r_e}} = -\frac{R_C}{r_e + R_E}$$

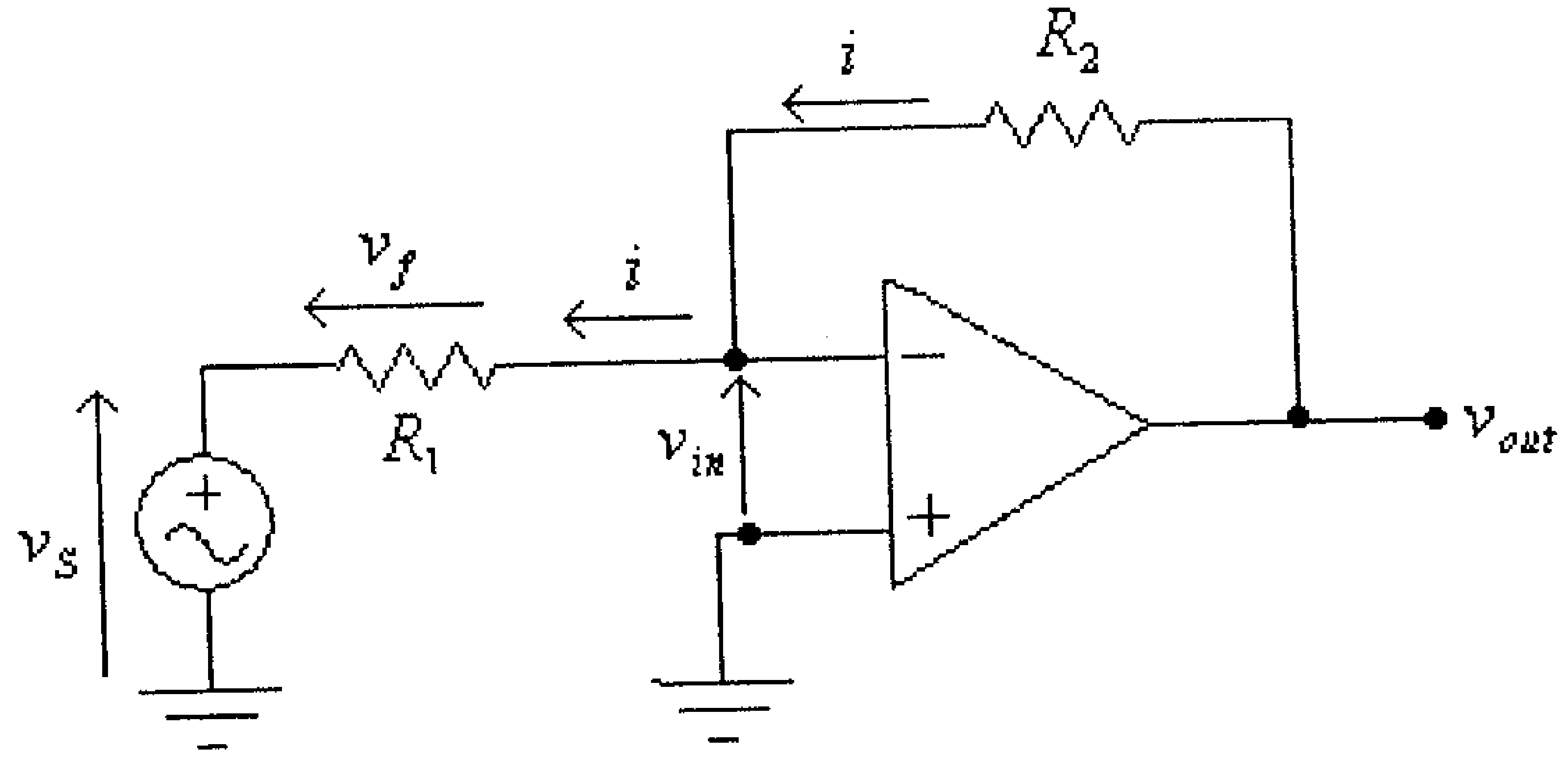
ولكون $R_E >> r_e$ ، فإن:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{R_E}$$

وهي نفس النتيجة التي تم الوصول اليها عند دراسة هذه الدائرة في الوحدة الثانية من هذا الكتاب.

- دوائر التغذية الراجعة بفولطية توازي (voltage-shunt feedback)

الشكل التالي يبين دائرة المضخم العاكس والتي تم دراستها سابقاً في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.



شكل (16)

لاحظ، في هذه الدائرة، أن:

$$v_{in} = v_S - v_f \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

وكذلك:

$$v_f = -R_1.i \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (2)$$

حيث:

$$i = \frac{v_{out}}{R_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3)$$

بتعويض المعادلة (3) في المعادلة (2)، نستنتج أن:

$$v_f = -\frac{R_1.v_{out}}{R_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

أي أن:

$$\beta = -\frac{R_1}{R_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

ولما كان معامل التضخيم لدائرة بتغذية راجعة سالبة يعطى بالمعادلة:

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (6)$$

وبقسمة البسط والمقام من هذه المعادلة على A ، نستنتج أن:

$$A_f = \frac{1}{\frac{1}{A} + \beta}$$

ولكون قيمة A كبيرةً جداً، فإن:

$$A_f = \frac{1}{\beta} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (7)$$

وبتعويض المعادلة (5) في المعادلة (7)، نستنتج أن:

$$A_f = -\frac{R_2}{R_1}$$

وهي نفس النتيجة التي تم الوصول اليها عند دراسة هذه الدائرة في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.

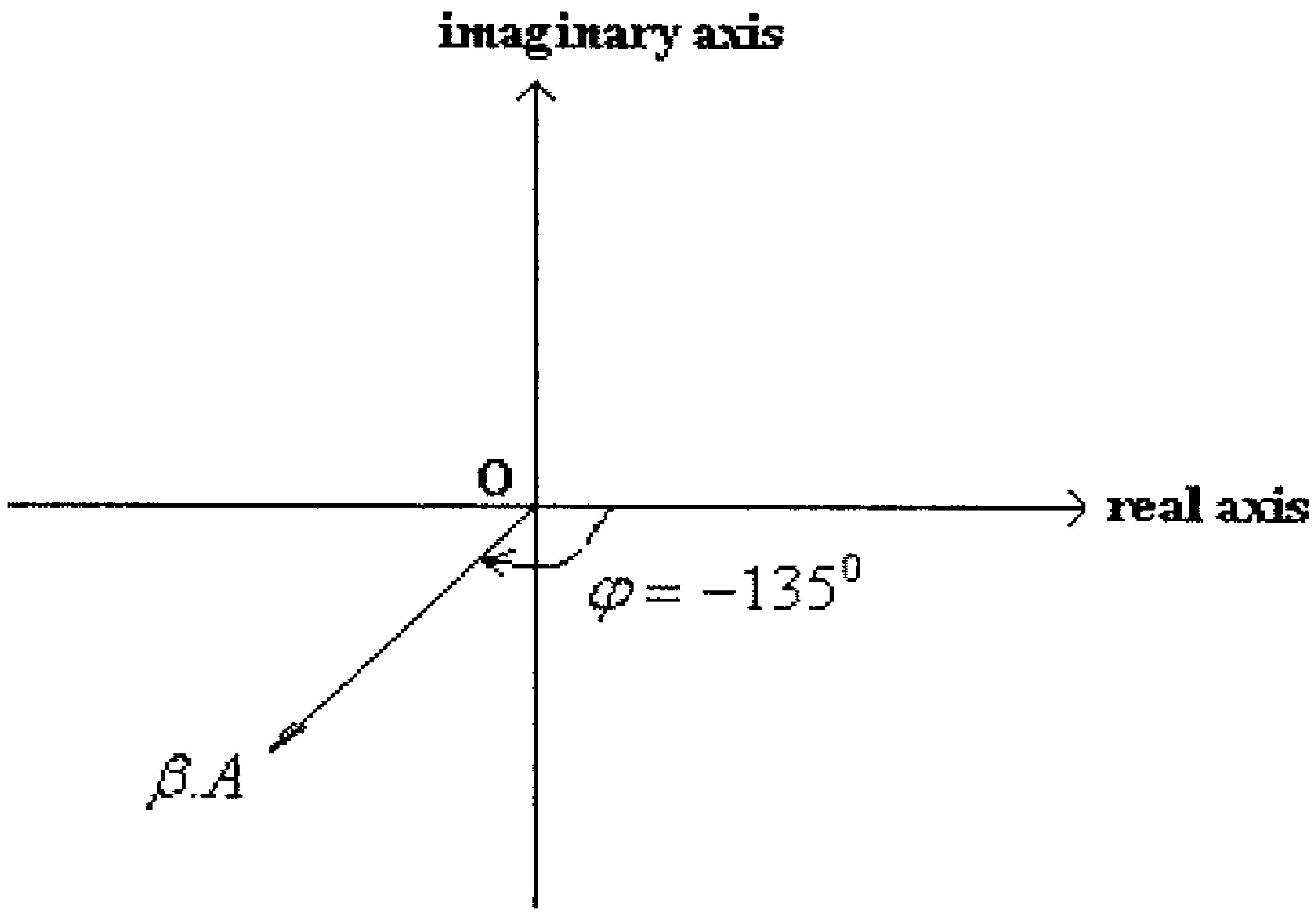
9.5 تأثير التغذية الراجعة على إستقرارية عمل المضخمات

عرفنا، وعند دراسة الإستجابة الترددية للمضخمات (في الوحدة الخامسة من هذا الكتاب)، أن معامل التضخيم وكذلك فرق الطور بين إشارتي المدخل والمخرج للمضخم تتغير بتغير تردد الإشارة المدخلية. لذا، وعند تردد معين، يمكن أن يصبح فرق الطور بين الإشارتين المدخلية والمخرجية وكذلك معامل التضخيم للمضخم بقيم معينة بحيث أن المضخم يقوم بتوليد إشارات مخرجية لوحدة (ودون وجود إشارات مدخلية)، أي أن المضخم سوف يعمل كمذبذب (oscillator).

وللحكم على ما إذا مضخم ما يمكن أن يعمل كمذبذب، عند تردد معين، فكثيرا ما يتم رسم منحنى Nyquist لهذا المضخم.

يُعرف منحنى Nyquist لنظام بتغذية راجعة بأنه المحل الهندسي الذي يرسمه حاصل ضرب معامل التضخيم (A) ومعامل التغذية الراجعة (β) عند تغير تردد الإشارة المدخلية، أي المحل الهندسي للمتجه ($\beta.A$) عند تغير تردد الإشارة المدخلية.

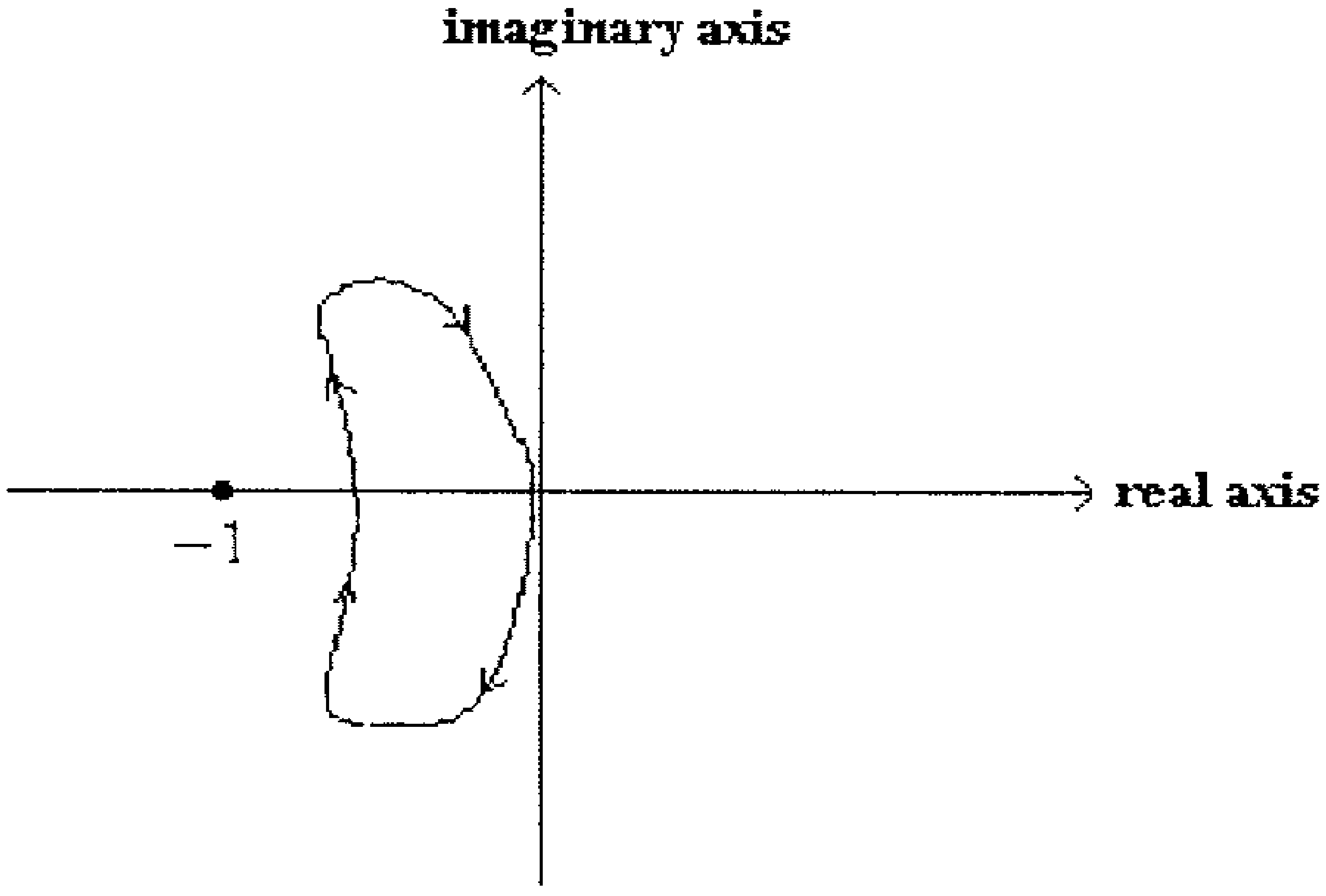
ولرسم منحنى Nyquist لمضخم معين يتم رسم مستوى ديكارتي محوره الأفقي القيم الحقيقية ومحوره العمودي القيم التخيلية، وعند قيم التردد المختلفة يتم تحديد متجهات طولها يساوي القيمة العددية للمقدار ($\beta.A$) وزاويته هي فرق الطور لهذا المقدار، كما في الشكل أدناه.



شكل (17)

فمثلاً الشكل (17) يبين المتجه $(\beta.A)$ عند تردد معين بزاوية طور مقدارها -135^0.

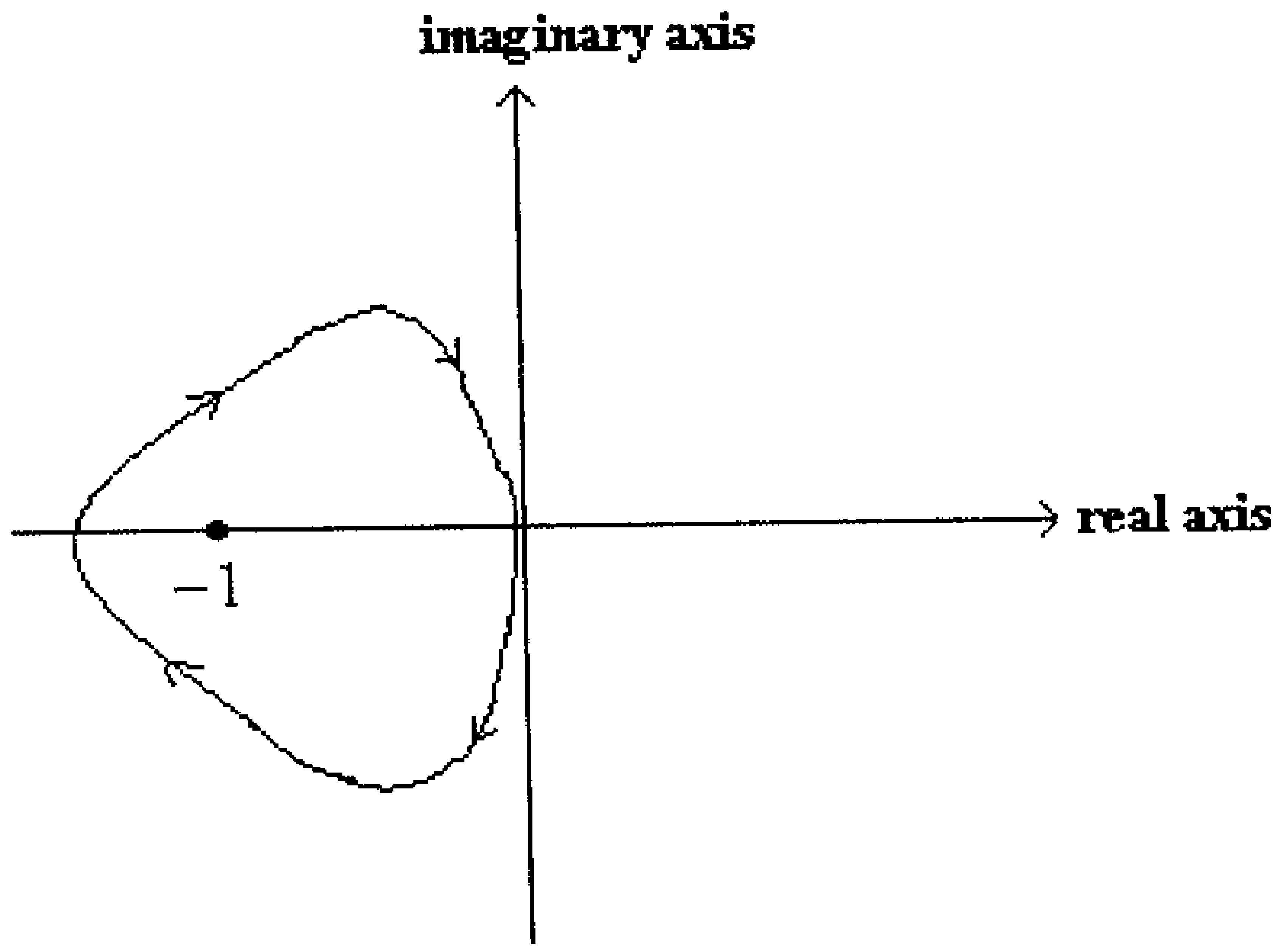
ولمعرفة ما إذا كان عمل مضخم معين مستقر (لن يعمل كمذبذب) فإنه يتم رسم منحنى Nyquist لهذا المضخم لجميع الترددات والحكم على ما إذا كانت النقطة ذات الإحداثيات $(-1,0)$ محتواة داخل المنحنى. الشكل التالي مثلاً يبين منحنى Nyquist لمضخم بتغذية راجعة مستقر بعمله عند جميع الترددات وذلك لأن النقطة ذات الإحداثيات $(-1,0)$ ليست داخل هذا المنحنى.



شكل (18)

لاحظ أن السهم يبين إتجاة تغير المحل الهندسي للمتجه $(\beta.A)$ عند تغير التردد من الصفر الى ما لانهاية.

أما الشكل التالي، فيبين منحنى Nyquist لمضخم بتغذية راجعـــة غيـــر مستقر بعملة وذلك لأن النقطة ذات الإحـــداثيات $(-1,0)$ محتـــواة داخـــل هـــذا المنحنى.



شكل (19)

وسبب كون المضخم غير مستقر عند وجـــود النقطـــة ذات الإحـــداثيات $(-1,0)$ داخل منحنى Nyquist لهذا المضخم أنه في هذه الحالة، وعنـــد تـــردد معين، تصبح قيمة الإشارة الراجعة من مخرج المضخم الى مدخله أكبـــر مـــن الإشارة الداخلة اليه ويعمـــل المـــضخم فـــي هـــذه الحالـــة كمولـــد للذبـــذبات (oscillator).

9.6 تمارين

1) معامل التضخيم لأحد المضخمات هو $A = 1000$ ، أوجد قيمة معامل التغذية الراجعة السالبة (β) التي تجعل قيمة معامل التضخيم تساوي $A_f = 100$ ، $A_f = 10$ ، $A_f = 1$ و $A_f = 0.1$ ، على التوالي.

2) معامل التضخيم لأحد المضخمات هو $A = 1000$ ومقاومته المدخلية $R_{in} = 20k\Omega$ ومقاومته المخرجية $R_{out} = 200\Omega$ ، أوجد قيمة كل من المقاومة المدخلية والمقاومة المخرجية لهذا المضخم عند إدخال تغذية راجعة سالبة بمعامل $\beta = 0.2$ ، إذا علمت أن هذه التغذية الراجعة:

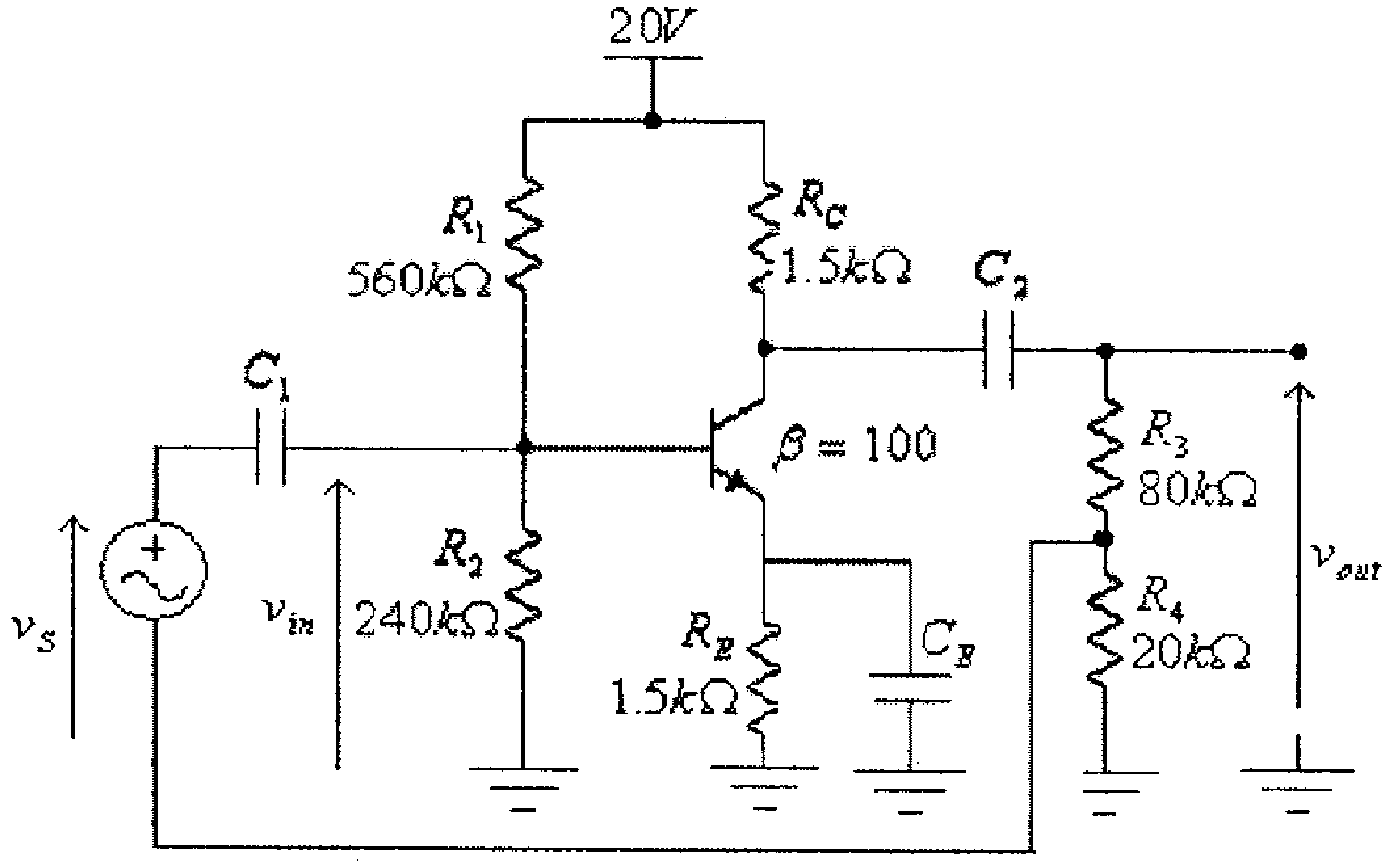
أ) بفولطية تسلسلية.

ب) بفولطية توازي.

ج) بتيار تسلسلي.

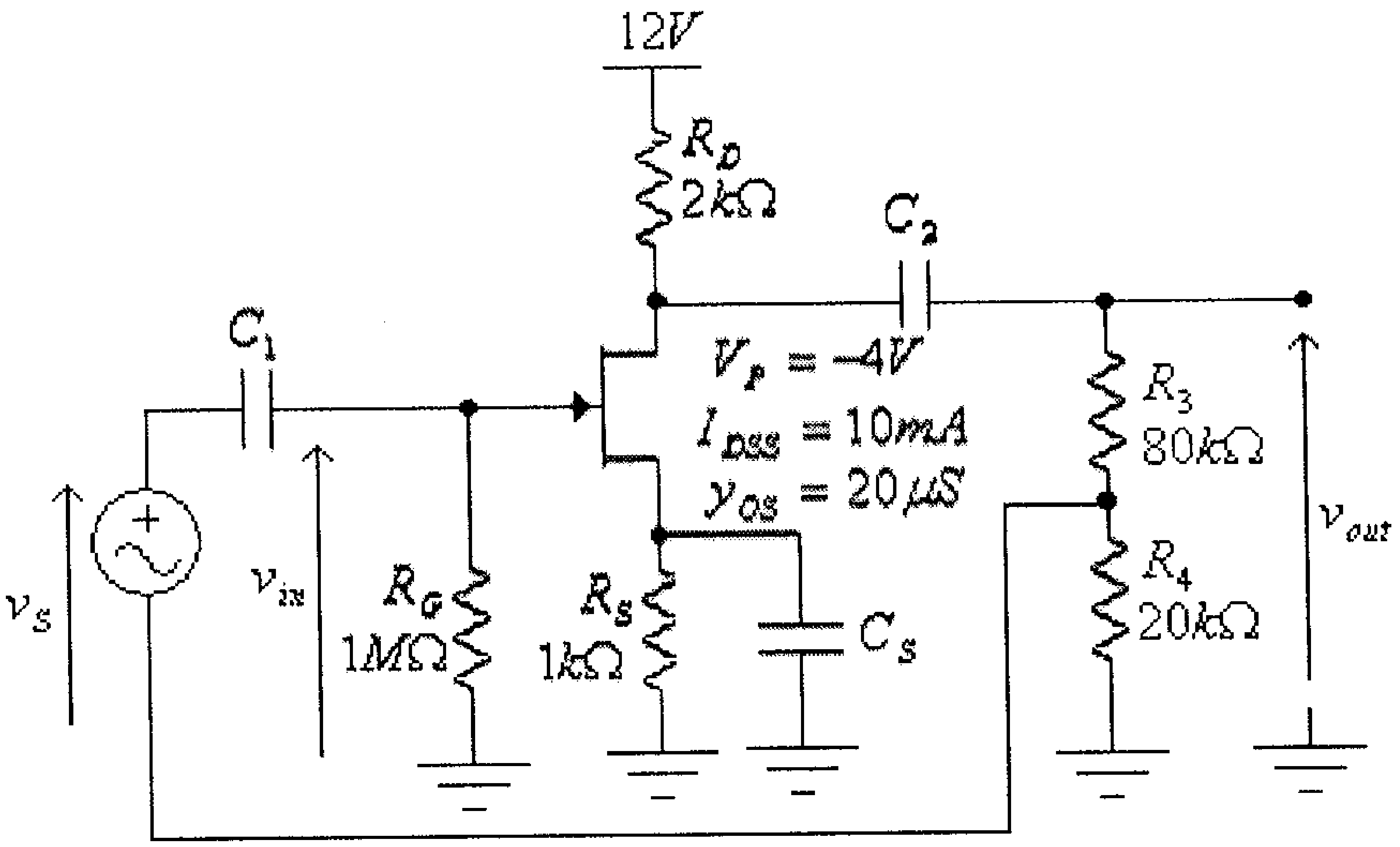
د) بتيار توازي.

3) لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من A_{VO}, Z_{in} و Z_{out}.



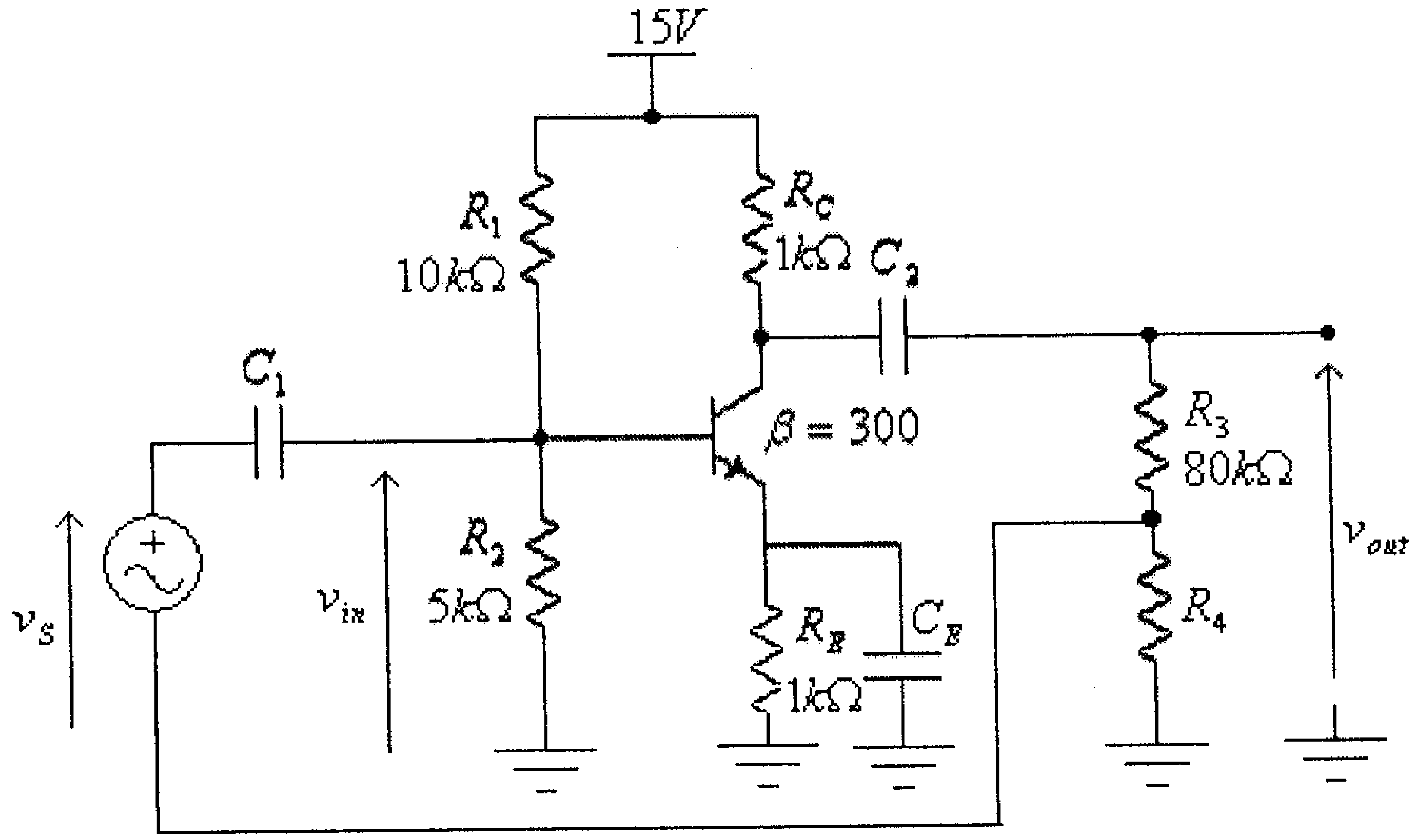
شكل (20)

4) لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من A_{VO} ، Z_{in} و Z_{out} .



شكل (21)

5) في الدائر التالية، أوجد قيمة المقاومة R_4 اللازمة لجعل $A_f = -5$. ماهي قيمة كل من المقاومتين المدخلية والمخرجية لهذا المضخم في هذه الحالة.



شكل (22)

الوحدة العاشرة

المذبذبات
OSCILLATORS

الوحدة العاشرة
المُذبذبات

10.1 مدخل

تُستخدم المذبذبات (oscillators) لتوليد إشارات كهربائية دورية وبتردد محدد. ويُمكن أن تُستخدم المذبذبات لتوليد إشارات كهربائية بأشكال مختلفة مثل الإشارات الجيبية (sinusoidal signals) أو الإشارات المربعة (square-wave signals) أو الإشارات ذات الأشكال المثلثية (triangular signals) أو الإشارات ذات شكل سن المنشار (saw-tooth signals) أو غيرها.

للمذبذبات إستخدامات عديدة فهي تُستخدم في أجهزة الراديو والتلفزيون وأجهزة الحاسوب ومختلف الأجهزة الالكترونية الأُخرى. ويمكن القول بشكل عام أن أي جهاز الكتروني لا يحوي مذبذباً، إما أنه لايقوم بأي عمل أو أنه يتغذى بإشارة مدخلية من جهاز الكتروني أخر.

في الوحدة السابقة، وعند دراستنا للتغذية الراجعة في المضخمات، عرفنا أن التغذية الراجعة المستخدمة بدوائر المضخمات هي تغذية راجعة سالبة، وأن معامل التضخيم عند وجود هذه التغذية الراجعة يعطى بالمعادلة

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta}$$

حيث A_f هو معامل التضيخم بوجود التغذية الراجعة و A هو معامل التضخيم دون وجود التغذية الراجعة و $\beta = \frac{v_f}{v_{out}}$ هو معامل التغذية الراجعة.

في هذه المعادلة، وعندما تكون $A.\beta = -1$ يصبح معامل التضخيم بوجود التغذية الراجعة مساوياً للمالانهاية، أي أن أي إشارة مدخلية ومهما كانت

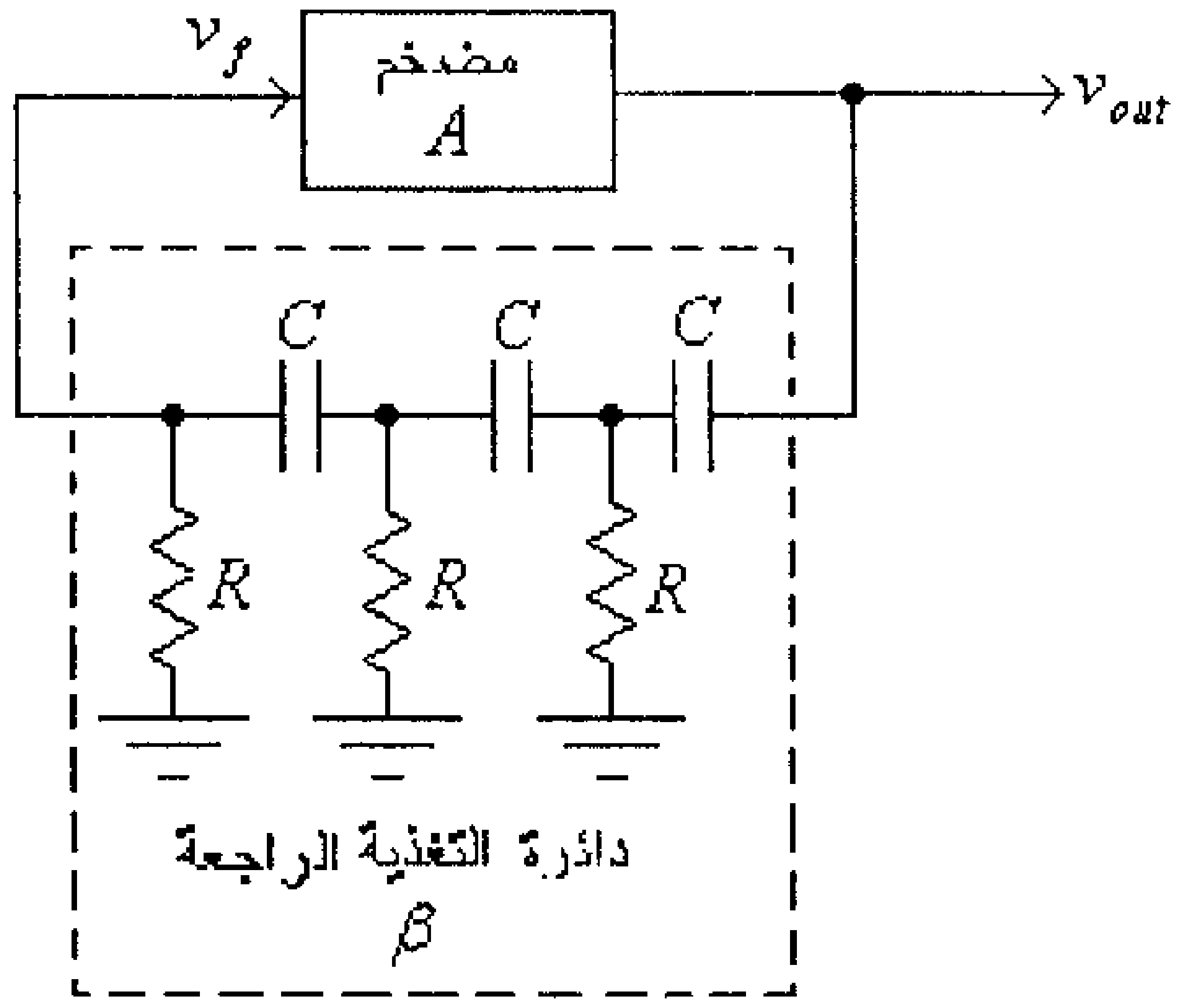
صغيرة ستؤدي الى إنتاج إشارات مخرجية كبيرة على مخرج الدائرة. من هذا نستنتج أنه وحتى يمكن الحصول على دائرة تستطيع توليد ذبذبات على مخرجها، ودون وجود إشارات مدخلية، فإنه:

- يجب أن تكون التغذية الراجعة موجبة، وذلك حتى تكون القيمة $A.\beta$ سالبة.
- يجب أن تكون القيمة العددية لحاصل ضرب معامل التضخيم ومعامل التغذية الراجعة مساوية للواحد.

في هذه الوحدة سنتناول العديد من دوائر المذبذبات المختلفة والمُستخدمة في مختلف الأجهزة الالكترونية.

10.2 مذبذبات إزاحة الطور (Phase-shift Oscillators)

الشكل العام لمثل هذا النوع من المذبذبات هو كما في الشكل التالي.



شكل (1)

لاحظ، من هذا الشكل، أن هذا النوع من المذبذبات يتكون من:

- مضخم بمعامل تضخيم يساوي A، والذي يُمكن بناءه باستخدام ترانزيستور تأثير المجال (FET) أو ترانزيستور ثنائي القطبية (BJT) أو مضخم عمليات (operational amplifier).

- دائرة تغذية راجعة بمعامل مقداره β، وهدف هذه الدائرة هو إيجاد فرق في الطور مقداره 180^0، بين الفولطية المخرجية وفولطية التغذية الراجعة والتي هي مدخل المضخم.

لاحظ أن دائرة التغذية الراجعة تتكون من ثلاث مراحل متشابهة، كل منها تتكون من مكثف (C) ومقاومة (R). وسبب إستخدام ثلاث مراحل، لايجاد فرق في الطور مقداره 180^0 بين الفولطية المخرجية وفولطية التغذية الراجعة، هو أن مرحلتين فقط لن تكونا كافيتين لأن المرحلة الواحدة والتي تتكون من مكثف ومقاومة تستطيع إنتاج فرق في الطور مقداره أقل من 90^0.

وبالرجوع الى الدائرة السابقة والتي تتكون من ثلاث مراحل متشابهة يمكن الإستنتاج أن التردد الذي عنده يصبح فرق الطور، بين الفولطية المخرجية وفولطية التغذية الراجعة، مقداره 180^0 هو:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}.R.C}$$

وعند هذه القيمة للتردد تكون قيمة معامل التغذية الراجعة:

$$\beta = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{1}{29}$$

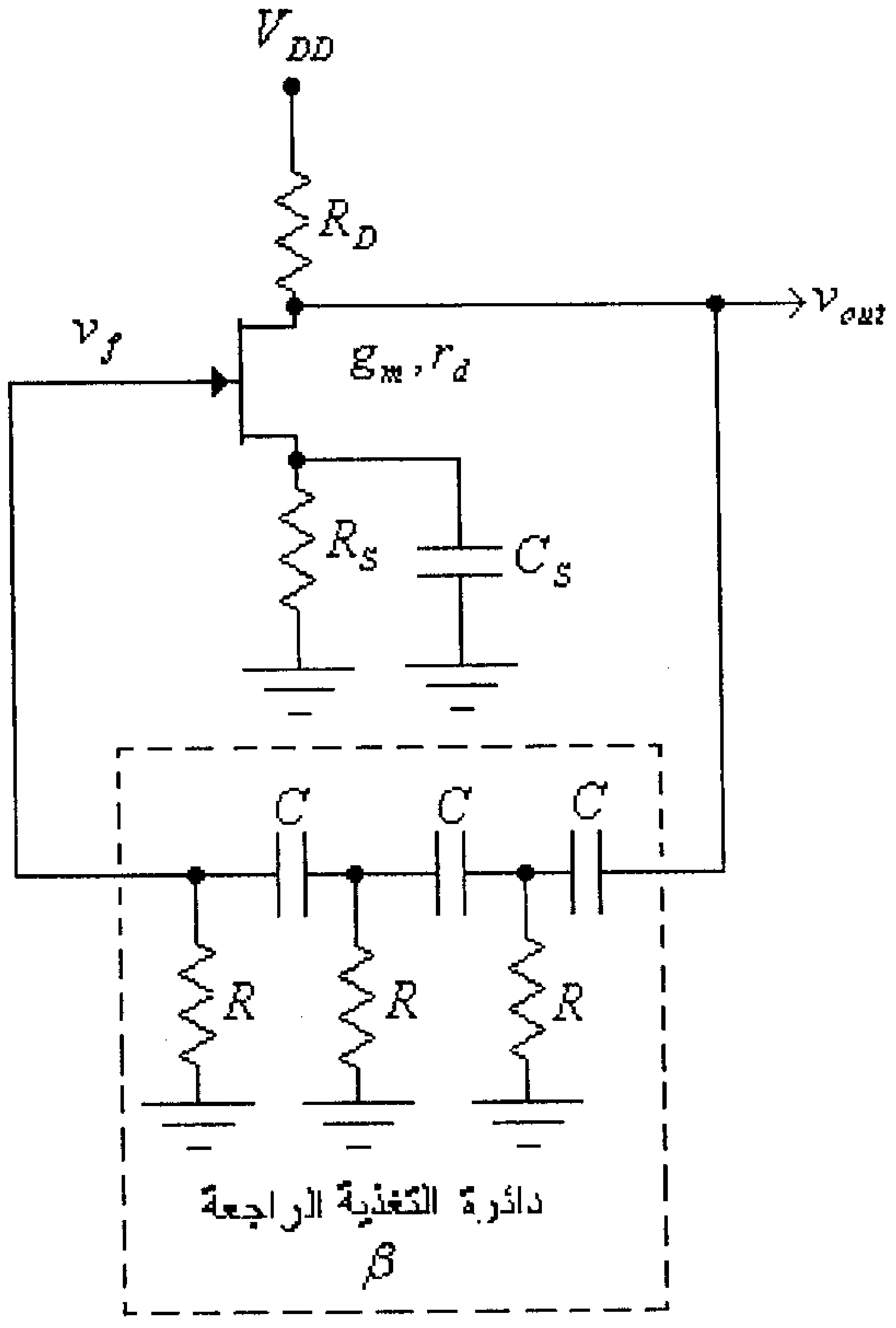
ولما كان الشرط $A.\beta = 1$ يجب أن يكون محققاً حتى تعمل هذه الدائرة كمذبذب، يُستنتج أن معامل التضخيم للمضخم يجب أن يكون مساوياً لـــ 29 ، أي أن:

$$A \quad 29$$

وعادةً ولضمان إستمرار عمل المذبذب عند تحميله فإن معامل تــضخيم المضخم يكون أكبر من 29 ، أي:

$$A > 29$$

وكما ذُكر سابقاً فيمكن بناء المضخم المُستخدم بدائرة مذبــذب إزاحــة الطور باستخدام ترانزيستور تأثير المجال (FET)، كما في الشكل التالي.



شكل (2)

لاحظ أن ترانزيستور تاثير المجال الوصلي المُستخدم فــي دائــرة التضخيم موصول بدائرة الإنحياز الذاتي. وكما عرفت سابقاً، فــي الوحــدة الثالثة من هذا الكتاب، فإن معامل التضخيم لهذا المضخم هو:

$$A_{VO} = -\frac{g_m.R_D.r_d}{R_D + r_d}$$

أي أنه وحتى تعمل دائرة هذا المذبذب فإن الشرط:

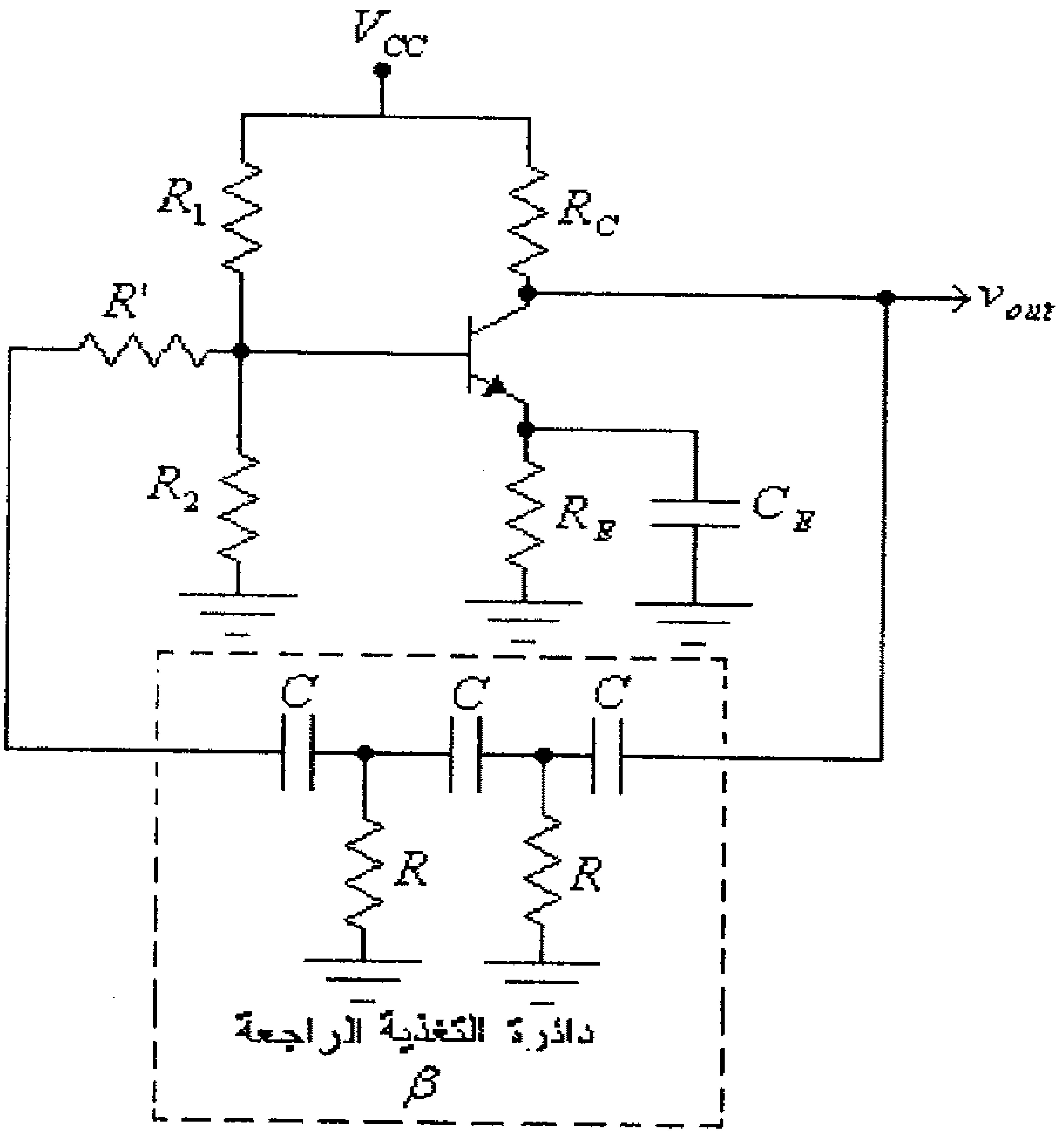
$$\frac{g_m.R_D.r_d}{R_D + r_d} > 29$$

يجب أن يكون محققاً.

لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}.R.C}$$

الشكل التالي يبين دائرة مذبذب إزاحة الطور باستخدام ترانزيستور ثنائي القطبية موصول بدائرة إنحياز مجزىء الفولطية، والذي تم دارسته في الوحدة الثانية من هذا الكتاب.



شكل (3)

وكما عرفت سابقاً، في الوحدة الثانية من هذا الكتاب، فإن معامل التضخيم للترانزيستور الموصول بدائرة إنحياز مجزىء الفولطية هو:

$$A_{VO}=\frac{v_{out}}{v_{in}}=-\frac{R_C}{r_e}$$

أي أنه وحتى تعمل دائرة هذا المذبذب فإن الشرط:

$$\frac{R_C}{r_e}>29$$

يجب أن يكون محققاً.

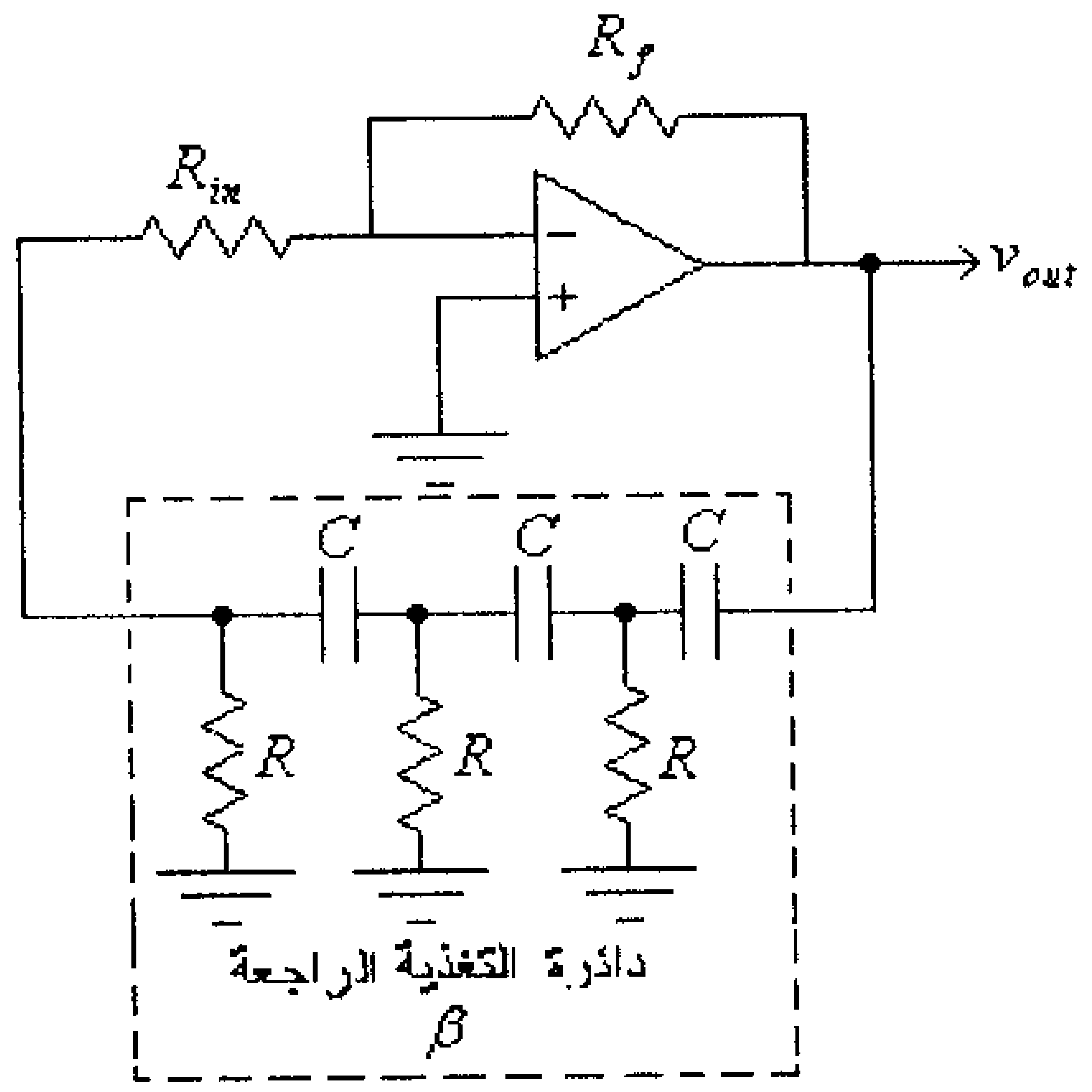
لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

$$f=\frac{1}{2\pi RC\sqrt{6+\frac{4R_C}{R}}}$$

وأن المقاومة R'، في الشكل السابق، يتم حساب قيمتها بحيث أن مجموعها مع المقاومة المدخلية للمضخم (R_{in}) يساوي قيمة المقاومة R، أي أن:

$$R'=R-R_{in}$$

الشكل التالي يبين دائرة مذبذب إزاحة الطور باستخدام مضخم العمليات.



شكل (4)

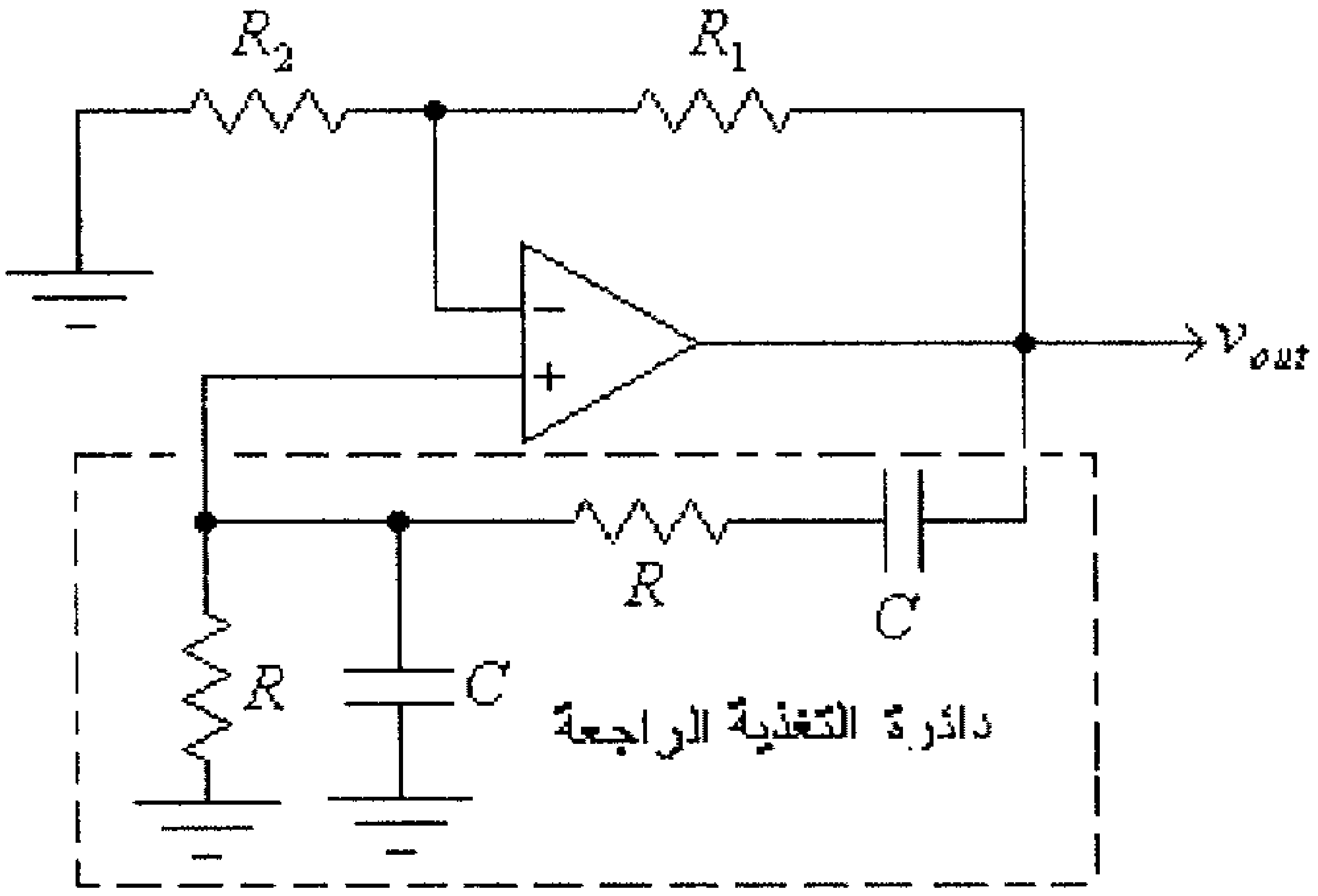
لاحظ أنه وحتى تعمل هذه الدائرة كمذبذب فإن معامل التضخيم، والذي يتم تحديده من المقاومتين R_f و R_{in}، يجب أن يكون أكبر من 29 .

لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}.R.C}$$

10.3 مذبذب قنطرة Wien

هذا النوع من المذبذبات يُستعمل لإنتاج ترددات جيبية الشكل قليلة التشويه. الشكل التالي يبين دائرة هذا المذبذب.



شكل (5)

لاحظ أنه وحتى تعمل هذه الدائرة كمذبذب فإن معامل التضخيم، والذي يتم تحديده من المقاومتين R_1 و R_2، يجب أن يكون بمقداراً كافياً، وبشكل عام فحتى تعمل هذه الدائرة فإن: $\frac{R_1}{R_2} > 2$ يجب أن يكون محققاً.

لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

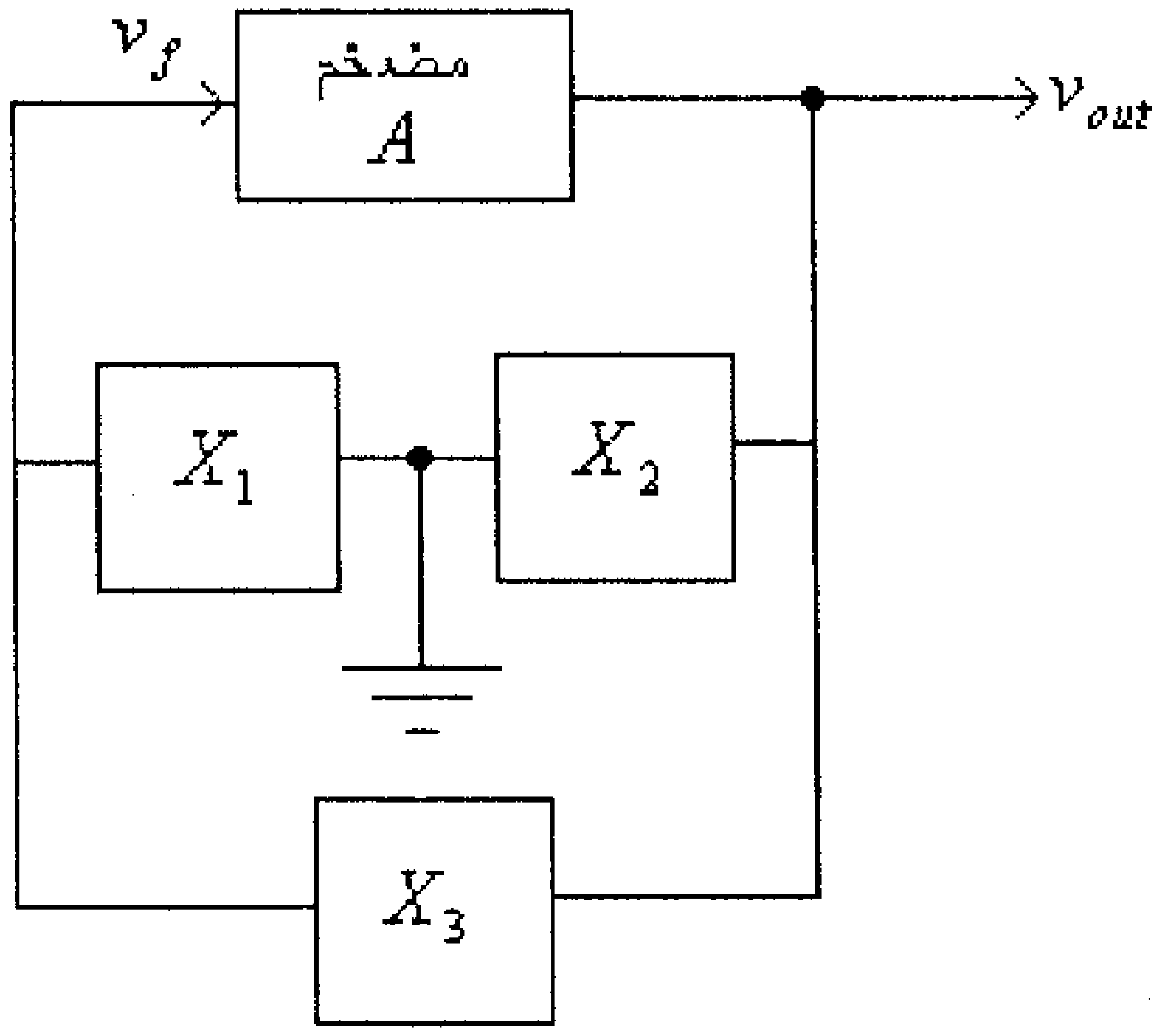
$$f = \frac{1}{2\pi.R.C}$$

10.4 المذبذبات الموفقة (Tuned Oscillators)

تُستخدم هذه المذبذبات لإنتاج ترددات عالية، وتمتاز بثبات تردد الإشارة المخرجية الناتجة على مخرجها.

تَستخدم هذه المذبذبات دوائر رنين مكونة من مكثفات وملفات لتحديد تردد الإشارة المخرجية.

الشكل العام لهذه المذبذبات هو كما في الشكل التالي.



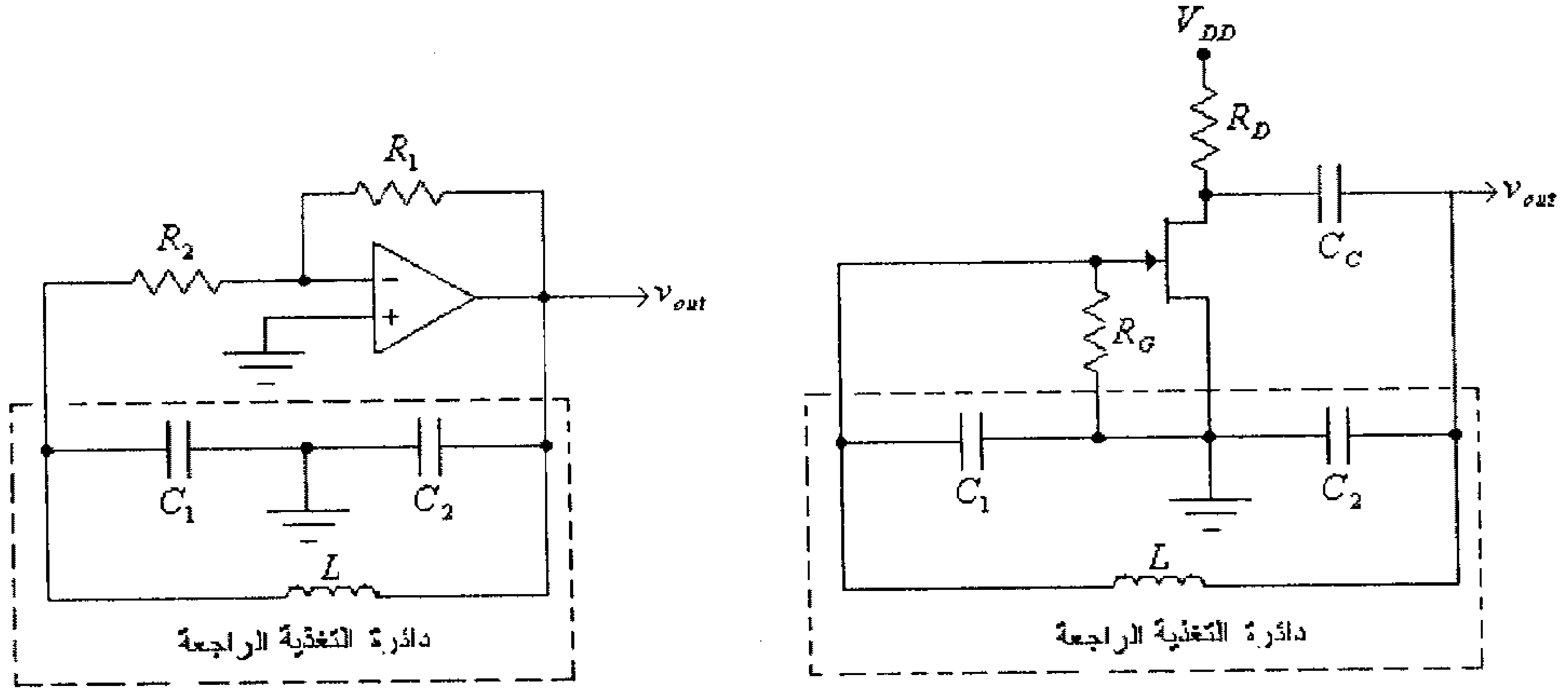
شكل (6)

لاحظ أن المضخم المُستخدم بهذه المذبذبات، وكما في حالة مذبذبات إزاحة الطور، يمكن بناءه باستخدام ترانزيستور تأثير المجال (FET) أو ترانزيستور ثنائي القطبية (BJT) أو مضخم عمليات.

وحسب ما إذا كانت الممانعات X_1، X_2 و X_3 مكثفات أو ملفات يمكن بناء نوعين من هذه المذبذبات، وهي:

- مذبذبات Colpitts: وهي تلك التي تكون فيها كل من X_1 و X_2 مكثفات و X_3 ملفاً.
- مذبذبات Hartley: وهي تلك التي تكون فيها كل من X_1 و X_2 ملفات و X_3 مكثفاً.

الشكل التالي يبين مذبذبي Colpitts، أحدهما باستخدام ترانزيستور تأثير المجال والأخر باستخدام مضخم العمليات.



شكل (7)

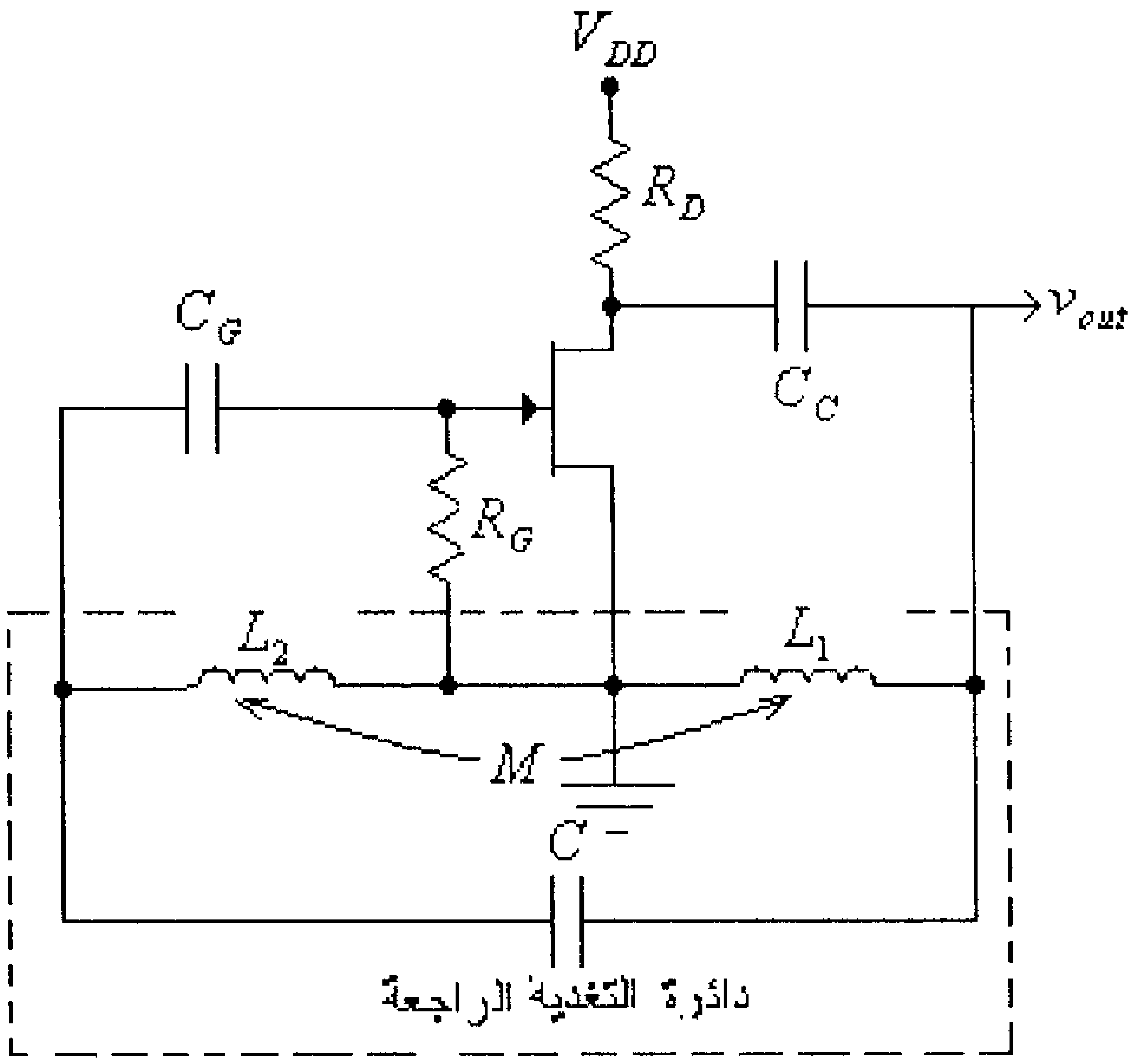
لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها كل من هاتين الدائرتين هو:

$$f = \frac{1}{2\pi.\sqrt{L.C_{eq}}}$$

حيث:

$$C_{eq} = \frac{C_1.C_2}{C_1 + C_2}$$

الشكل التالي يبين مذبذب Hartley باستخدام ترانزيستور تأثير المجال الوصلي.



شكل (8)

لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi.\sqrt{L_{eq}.C}}$$

حيث:

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M$$

حيث M هي المحاثة المتبادلة بين الملفين L_1 و L_2.

10.5 المذبذبات البلورية (Crystal Oscillators)

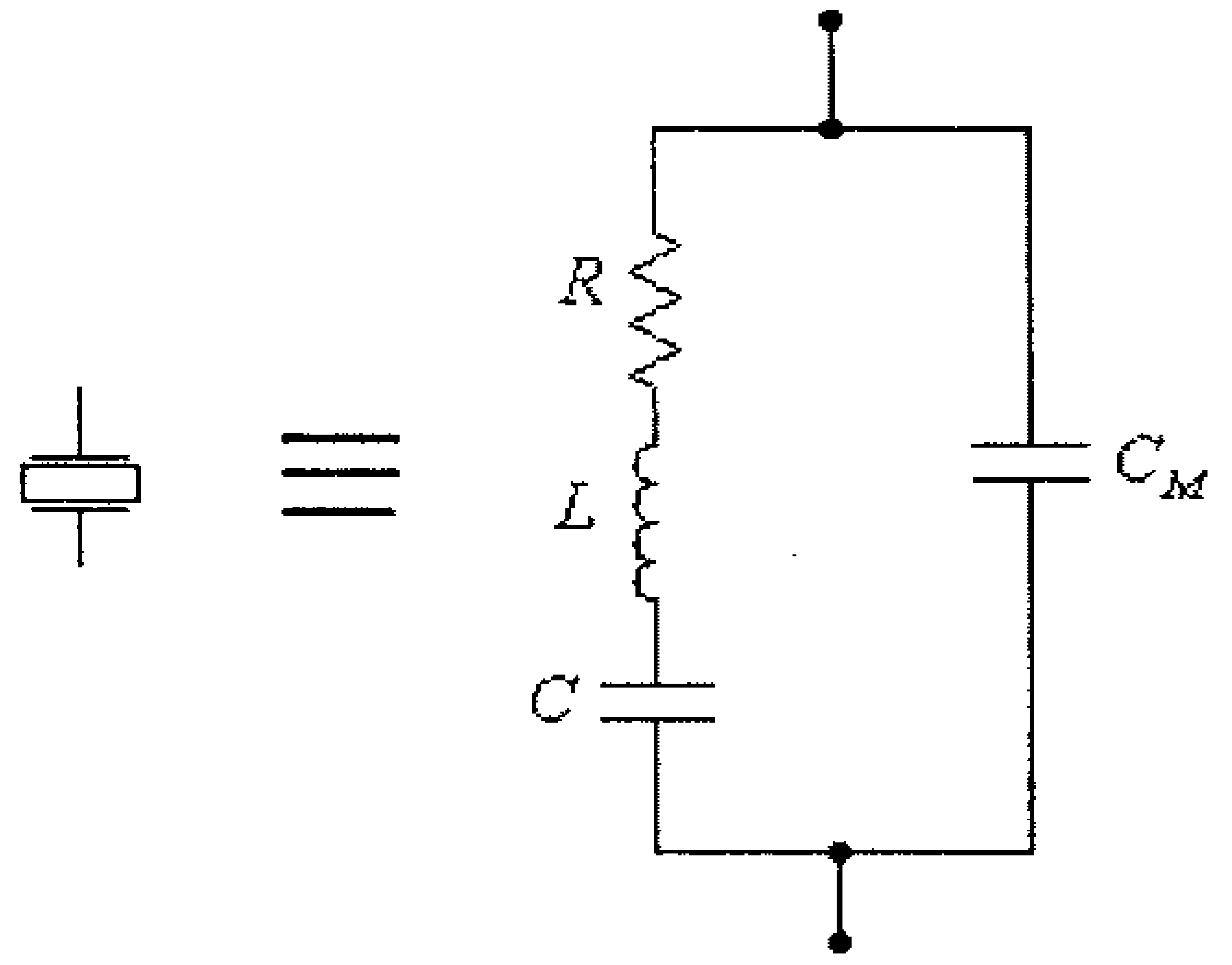
تمتاز هذه المذبذبات بالإستقرارية العالية لتردد الإشارة المخرجية التي تنتجها، لذا فكثيراً ما تستخدم في دوائر الراديو ودوائر أجهزة الإتصالات المختلفة و في دوائر الحواسيب ودوائر المعالجات الصغيرة (microprocessors).

ما يميز هذه المذبذبات وجود بلورة من الكــوارتز (quartz crystal) ذات ذبذبة محددة في دوائرها.

تمتاز بلورة الكوارتز المُستخدمة في هذا النوع من المذبذبات بظهــور فرق بالجهد بين طرفيها المتقابلين عند تطبيق قوى ميكانيكيــة بــين الطــرفين الآخرين، وتسمى هذه الظاهرة (piezoelectric effect)، وكذلك وعند وجود فرق جهد مستمر بين طرفين متقابلين من أطراف هذه البلــورة فــإن شــكلها الميكانيكي يتغير أي يحدث لها تمدد أو تقلص.

كما أن تطبيق فرق جهد متردد بين طرفين من أطراف هــذه البلــورة يسبب تذبذباً ميكانيكياً لهذه البلورة يبلغ حده الأقصى عندما يكون تــردد فــرق الجهد المُطبق بين طرفي البلورة مساوياً لتردد الرنين لها.

الشكل التالي يبين رمز بلورة الكوارتز والدائرة الكهربائية المكافئة لها.



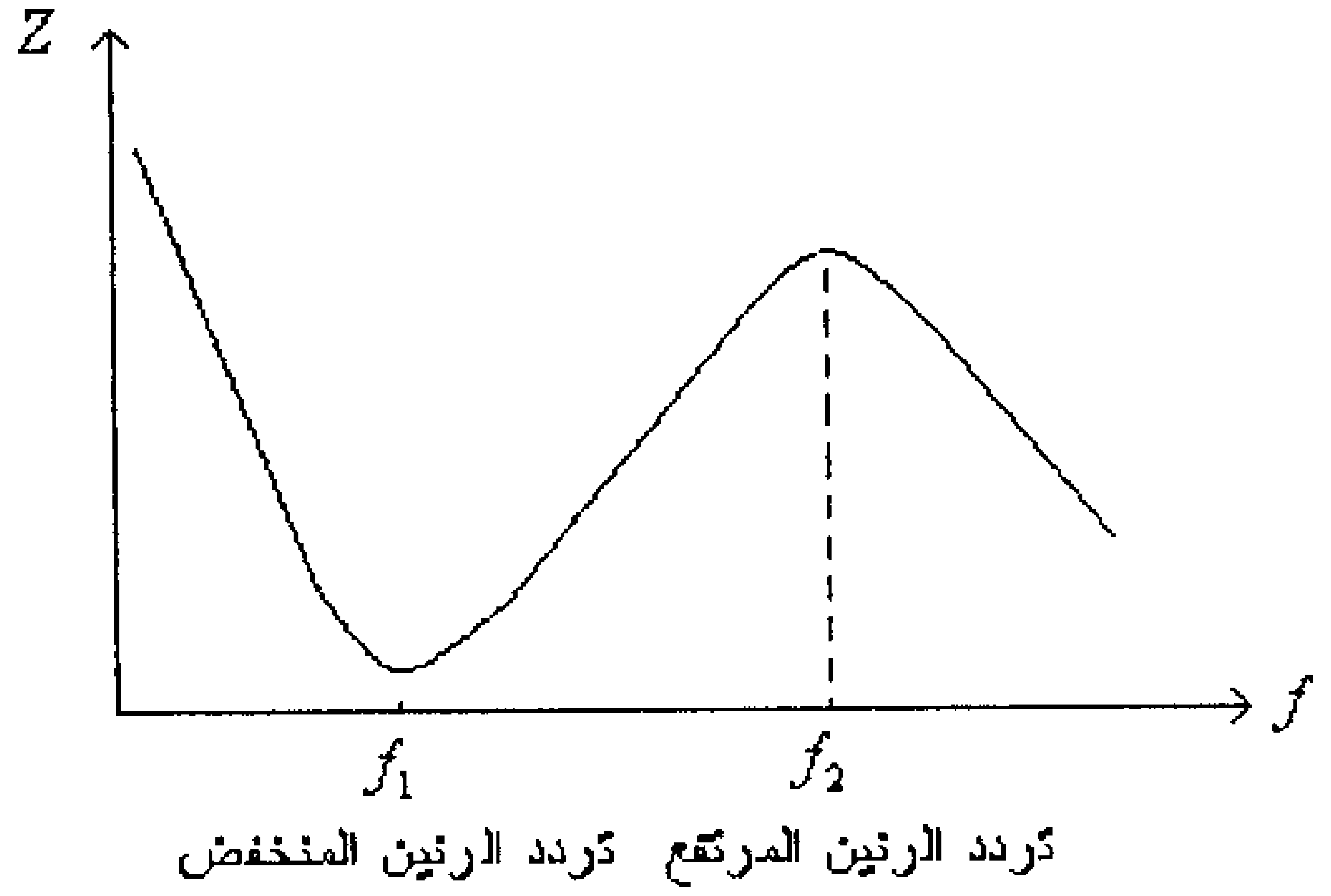
شكل (9)

من الدائرة المكافئة المبينة في الشكل السابق يمكن أن تلاحظ أن لهــذه البلورة ترددي رنين، هما:

- تردد الرنين المنخفض (تردد رنين التوالي) والذي ينشأ عندما تكون ممانعة المكثف C والملف L متساويتين ومتعاكستي الإشارة، في هــذه الحالــة تصبح الممانعة المكافئة بين طرفي البلورة منخفضة وتساوي قيمة المقاومة R فقط.

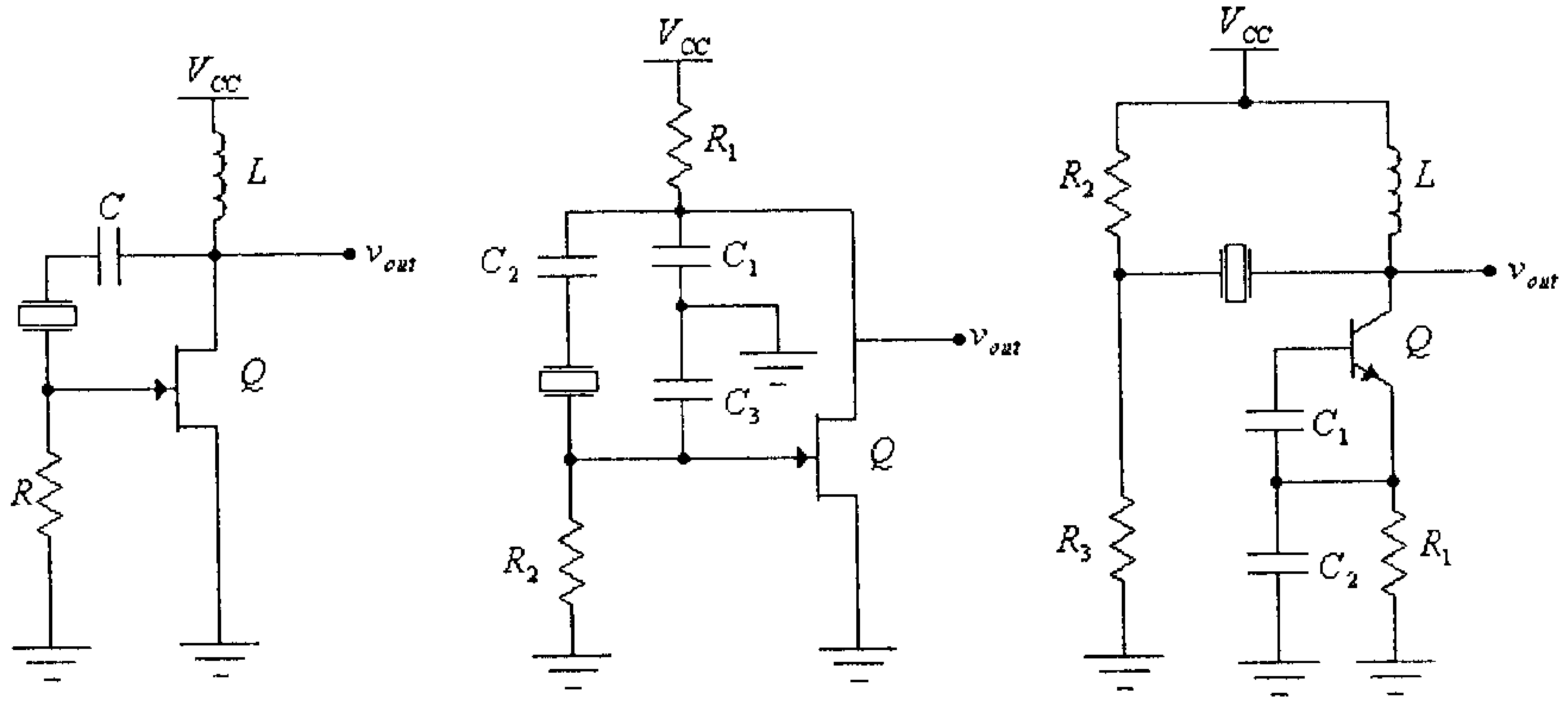
- تردد الرنين المرتفع (تردد رنين التوازي) والذي ينشأ عندما تكون ممانعة الذراع المكون من المقاومة R والمكثف C والملف L مساوياً لممانعة المكثف C_M، في هذه الحالة تصبح الممانعة المكافئة بين طرفي البلورة مرتفعة جداً.

الشكل التالي يبين العلاقة بين تردد الفولطية بين طرفي بلورة الكوارتز وممانعتها.



شكل (10)

الشكل التالي يبين عدداً من دوائر المذبذبات البلورية.



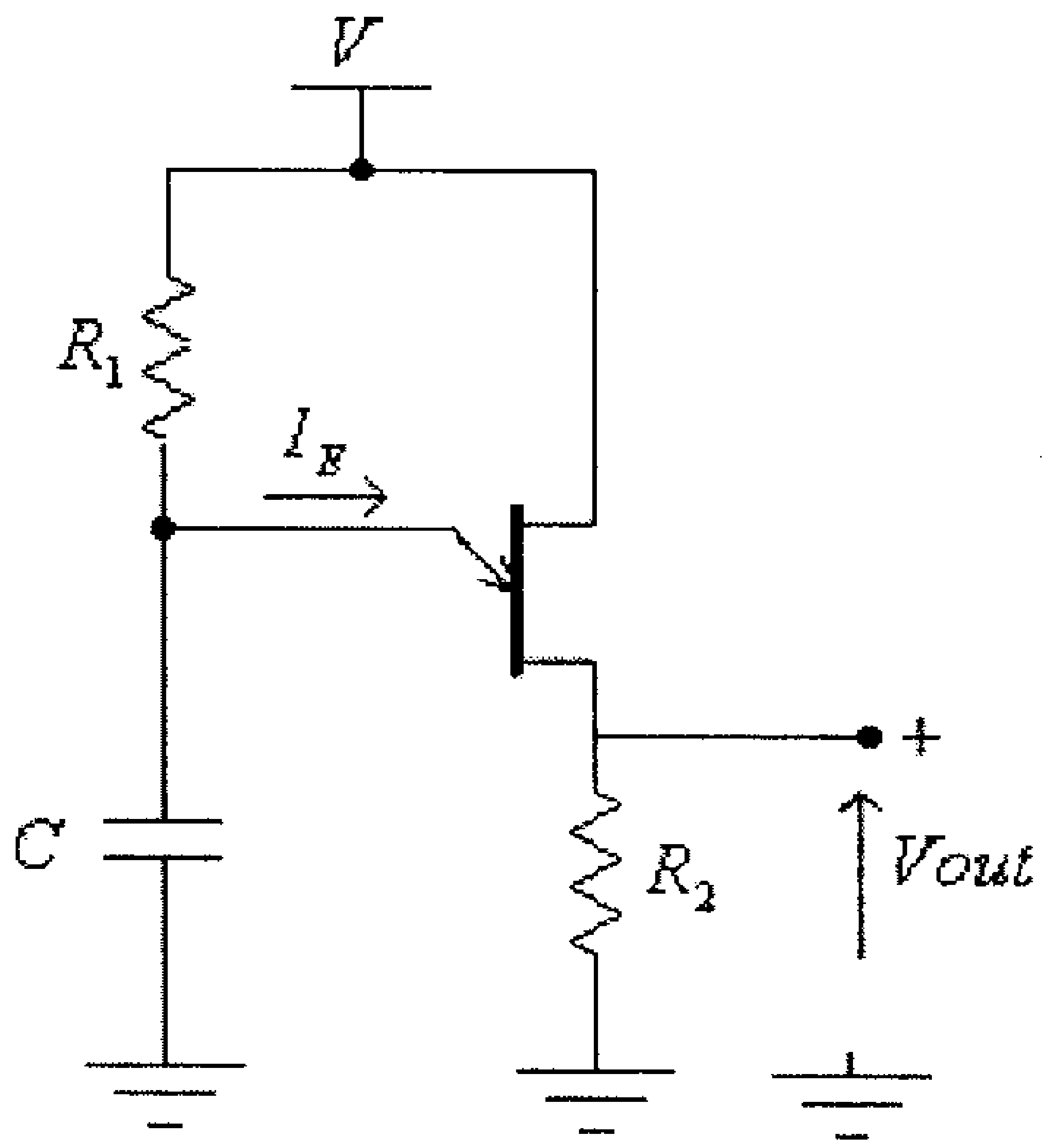
(ج) (ب) (أ)

شكل (11)

لاحظ وجود بلورة الكريستال في دائرة التغذية الراجعة الموجبة في جميع هـذه الدوائر.

10.6 مذبذبات الترانزيستورات أُحادية الوصلة (Unijunction Transistor Oscillators).

الشكل التالي يبين دائرة مذبذب باستخدام ترانزيستور أُحادي الوصلة (Unijunction Transistor, UJT).



شكل (12)

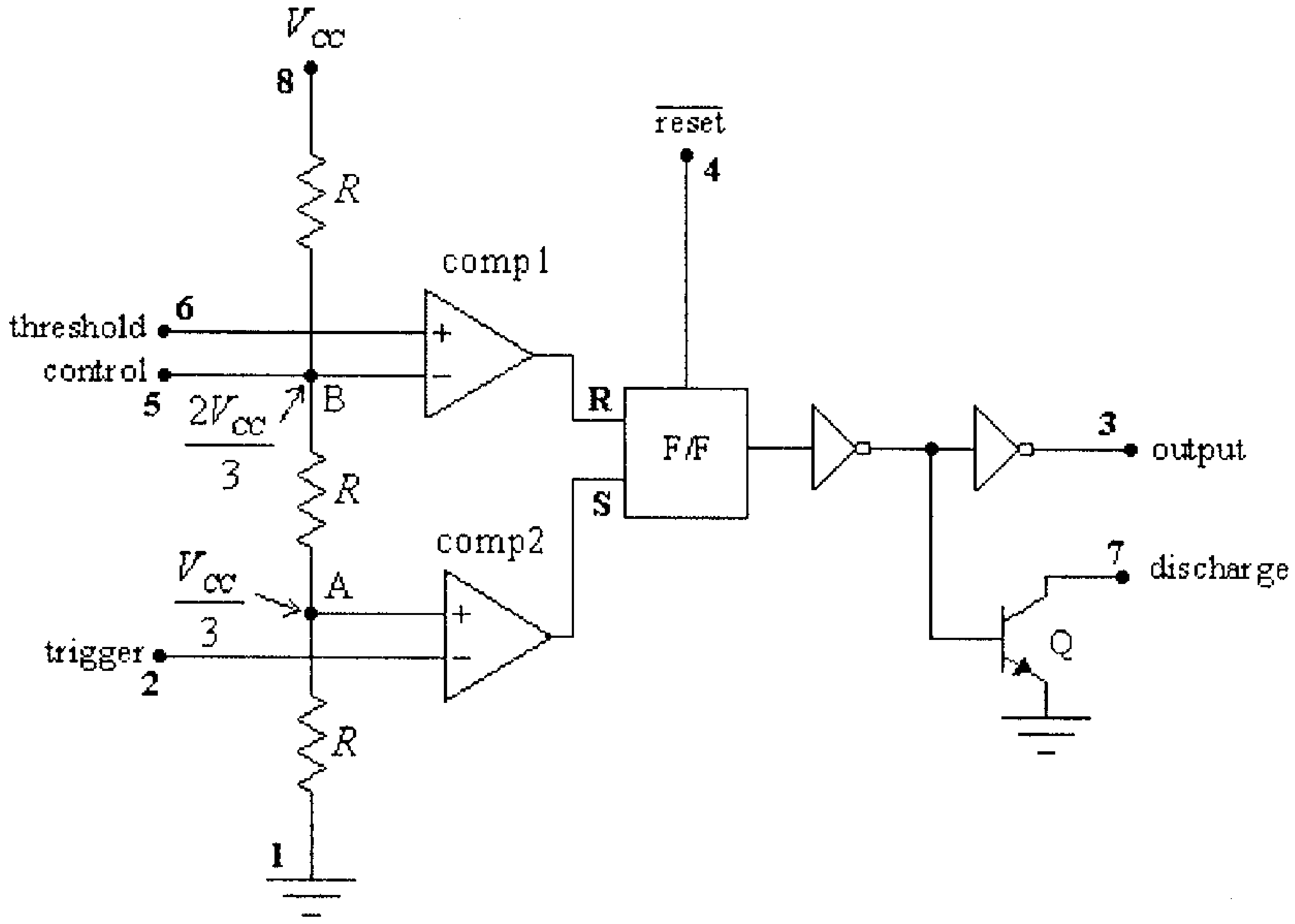
ويمكنك الرجوع الى الوحدة السابعة من الجزء الأول من هذا الكتاب لدراسة هذه الدائرة.

ويمكن كذلك بناء بعض دوائر المذبذبات باستخدام الترانزيستور أُحادي الوصلة المبرمج (Programmable Unijunction Transistor, PUT)، ويمكنك الرجوع الى الوحدة الثامنة من الجزء الأول من هذا الكتاب للإطلاع على ذلك.

10.7 الدارة المتكاملة 555

تُعتبر الدارة المتكاملة 555 من الدوائر واسعة الإنتشار، حيث تُستخدم كثيراً في بناء دوائر الكترونية مختلفة ومنها المذبذبات.

الشكل التالي يبين التركيب الداخلي لهذه الدارة المتكاملة.



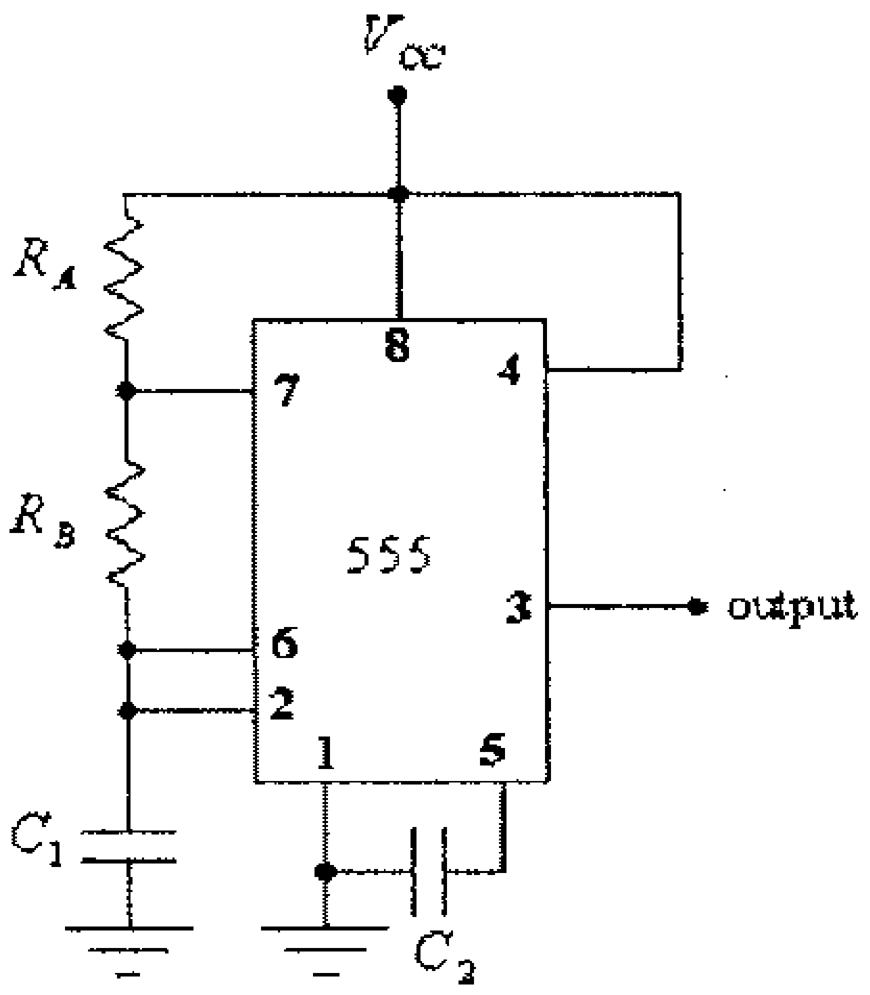
شكل (13)

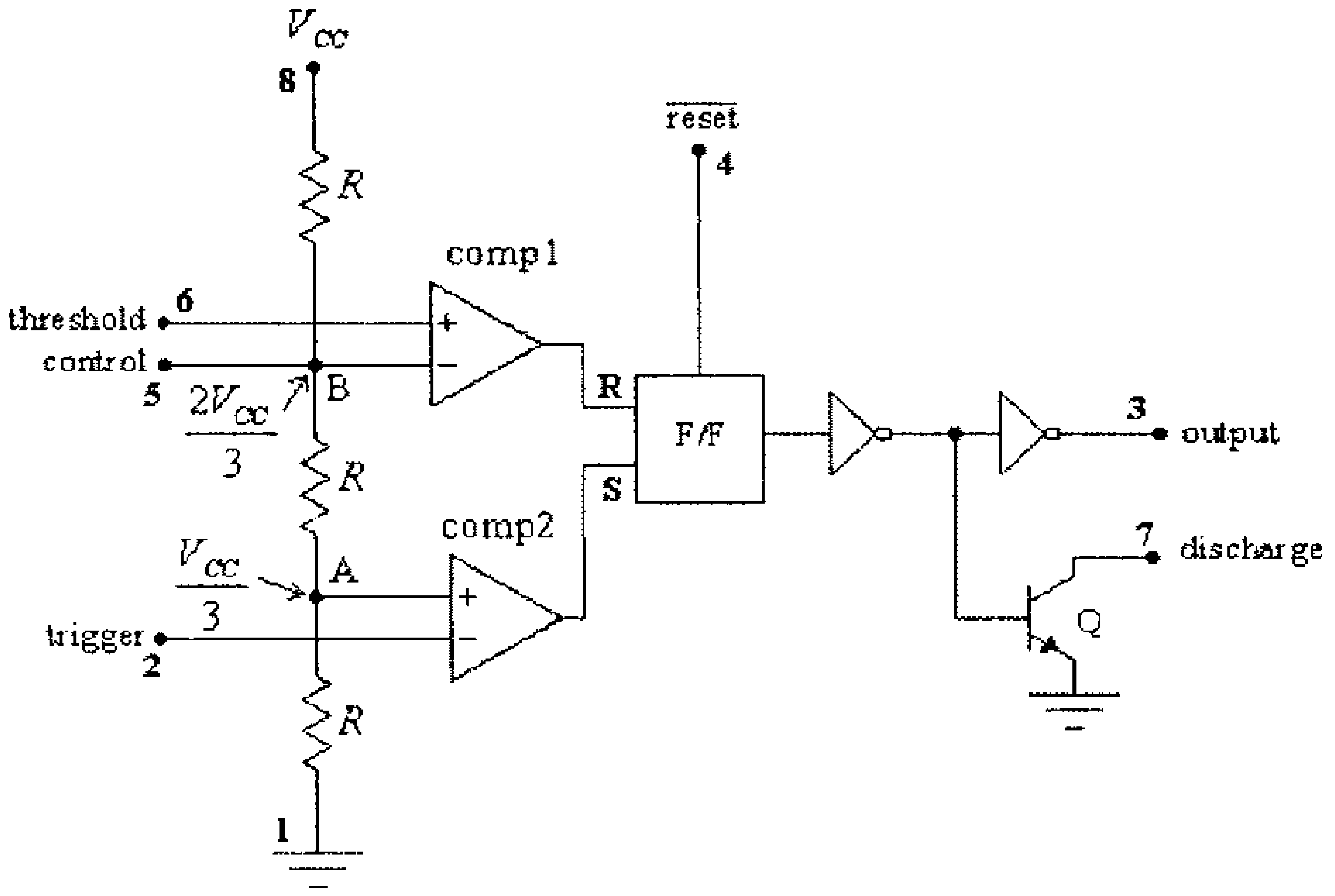
لاحظ أن هذه الدارة تتكون من الأجزاء التالية:

- مقسم الجهد (voltage divider) المُكون من ثلاث مقاومات متساوية القيمة. لاحظ أن جهد النقطة A هو $\frac{V_{CC}}{3}$ وجهد النقطة B هو $\frac{2V_{CC}}{3}$.
- المقارنان comp1 و comp2 ويُستخدمان للتحكم بوضع النطاط (flip/flop)، أو إختصاراً F/F.
- النطاط (flip/flop) ويُستخدم لتغيير جهد المخرج والتحكم بوضع الترانزيستور Q.

- الترانزيستور Q ويُستخدم كمفتاح الكتروني.

ويمكن إستخدام هذه الدائرة لعمل مولد نبضات (astable operation) وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.





شكل (14)

ومبدأ عمل هذه الدائرة كما يلي:

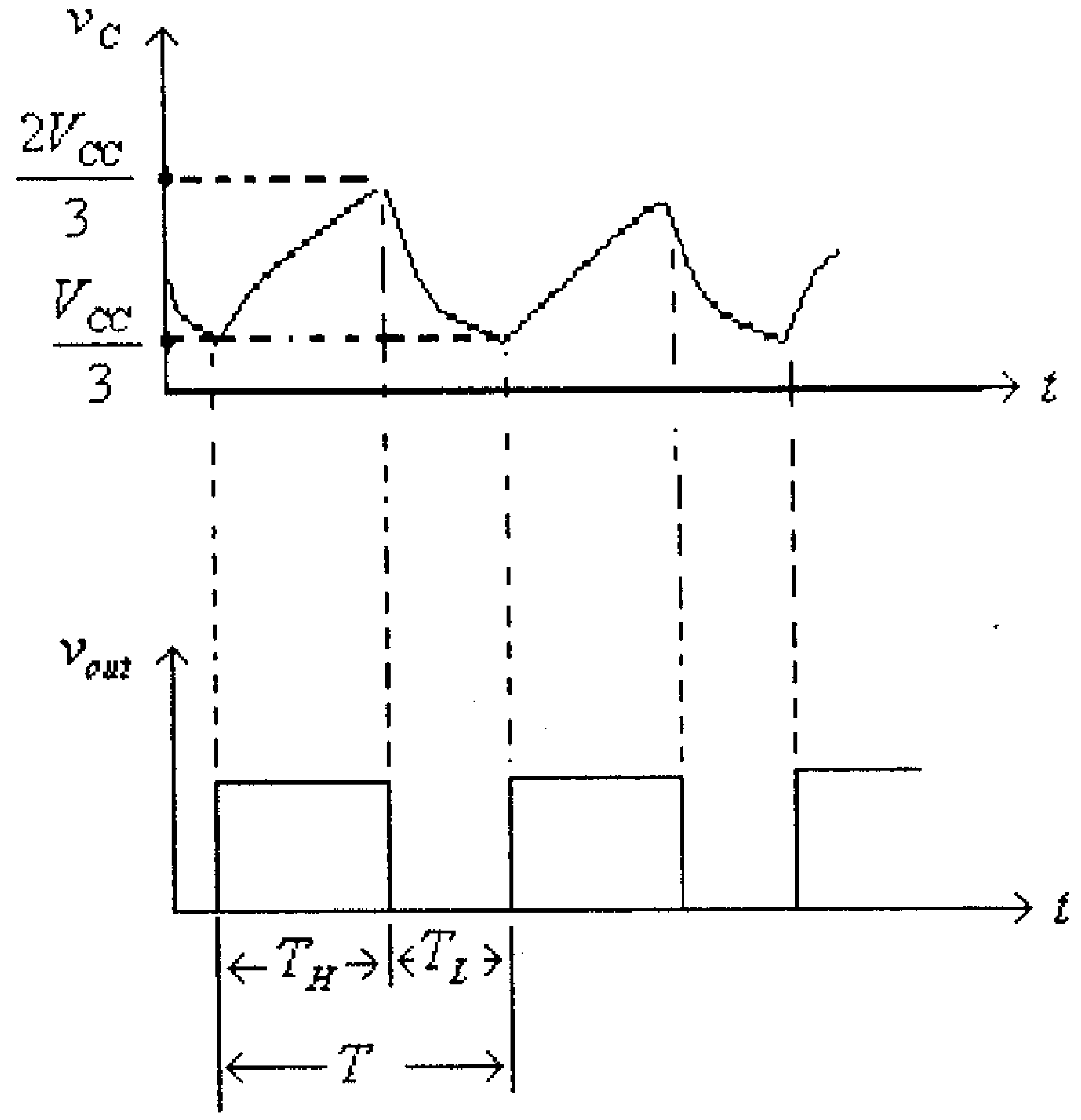
- في البداية يكون المكثف C_1 مفرغاً وبالتالي فإن جهد كل من المدخل العاكس للمقارن الثاني والمدخل غير العاكس للمقارن الأول يساوي صفراً، لذا يكون مخرج المقارن الثاني مرتفعاً ومخرج المقارن الأول منخفضاً. وبسبب ذلك يكون النطاط بوضع (set) ومخرجه مرتفعاً، وعليه يكون جهد المخرج مرتفعاً والترانزيستور Q بوضع off.

- يبدأ شحن المكثف C_1 من خلال المقاومتين R_A و R_B، وعند وصول جهد المكثف C_1 الى قيمة $\frac{2V_{CC}}{3}$ يصبح مخرج المقارن الأول مرتفعاً ويصبح النطاط بوضع (reset)، أي يصبح مخرجه جهداً منخفضاً، وبالتالي يصبح مخرج الدائرة منخفضاً والترانزيستور Q بوضع on.

- وبما أن الترانزيستور Q أصبح بوضع on، لذا يبدأ تفريغ المكثف C_1 من خلال المقاومة R_B ويبدأ جهد المكثف بالتناقص.

- عند وصول جهد المكثف C_1 الى قيمة $\frac{V_{CC}}{3}$ يصبح مخرج المقارن الثاني مرتفعاً ويصبح النطاط بوضع (set) أي يصبح مخرجه جهداً مرتفعاً، وبالتالي يصبح مخرج الدائرة مرتفعاً والترانزيستور Q بوضع off، ليبدأ شحن المكثف C_1 مرةً أخرى من خلال المقاومتين R_A و R_B ويستمر عمل الدائرة بنفس الطريقة.

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المخرجية للدائرة وفولطية المكثف C_1.



شكل (15)

لاحظ في هذا الشكل أن الزمن الذي تكون فيه فولطية مخرج الدائرة مرتفعةً (T_H) هو الزمن الذي يتم فيه شحن المكثف C_1 من القيمة $\frac{V_{CC}}{3}$ الى القيمة $\frac{2V_{CC}}{3}$، وذلك من خلال المقاومتين R_A و R_B، وعليه فإن:

$T_H = 0.7(R_A + R_B).C_1$

والزمن الذي تكون فيه فولطية مخرج الدائرة منخفضةً (T_H) هو الزمن الذي يتم فيه تفريغ المكثف C_1 من القيمة $\frac{2V_{CC}}{3}$ الى القيمة $\frac{V_{CC}}{3}$ ، وذلك من خلال المقاومة R_B ، وعليه فإن:

$$T_L = 0.7R_B.C_1$$

أي أن الزمن الدوري لموجة الفولطية المخرجية للدائرة هو:

$$T = T_H + T_L = 0.7(R_A + R_B).C_1 + 0.7R_B.C_1 = 0.7(R_A + 2R_B).C_1$$

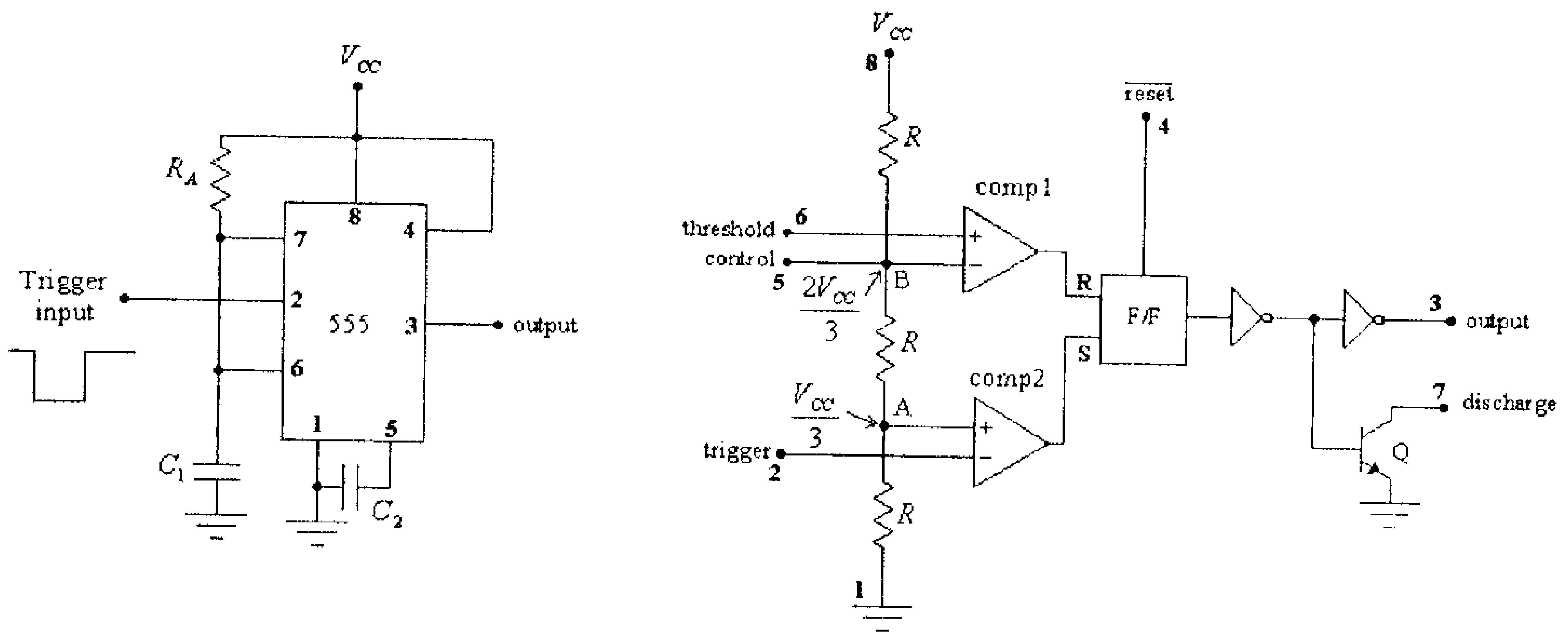
وتردد الفولطية المخرجية للدائرة هو:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.7(R_A + 2R_B).C_1} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B).C_1}$$

ملاحظات على عمل هذه الدائرة:

- تلاحظ مما سبق أن تردد الفولطية المخرجية للدائرة لا يعتمد على فولطية التغذية V_{CC}، وهذا يعني عدم تغير تردد الفولطية المخرجية للدائرة عند تغير فولطية التغذية.
- الطرف الرابع للدارة 555 موصول مع فولطية التغذية V_{CC}، وذلك حتى لا يبقى النطاط بوضع (reset).
- المكثف C_2 يؤمن إستقرارية عمل الدائرة، وعادة قيمته تكون بحدود $10nF$.

ويمكن إستخدام هذه الدائرة لعمل مولد لنبضة واحدة (one-shot monostable operation) وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



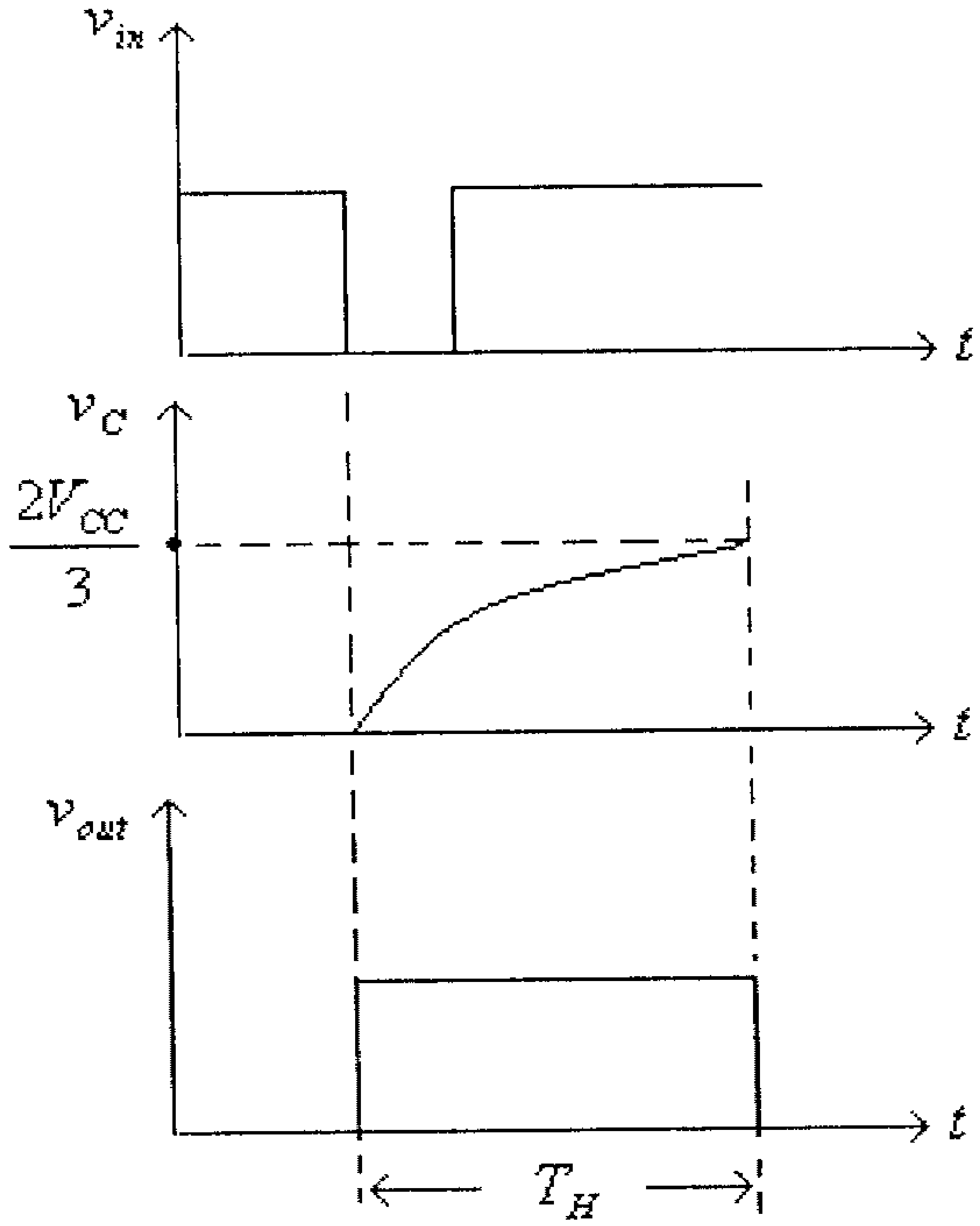
شكل (16)

ومبدأ عمل هذه الدائرة كما يلي:

- في البداية يكون المكثف C_1 مفرغاً وبالتالي فإن جهد المدخل غير العاكس للمقارن الأول يساوي صفراً، لذا يكون مخرج المقارن الأول منخفضاً، وبسبب ذلك يكون النطاط بوضع (reset) ومخرجه منخفضاً، وعليه يكون جهد المخرج منخفضاً والترانزيستور Q بوضع on.
- وعند إعطاء نبضة سالبة للمدخل (trigger input) من الدارة المتكاملة، أي عند إعطاء نبضة سالبة للمدخل العاكس للمقارن الثاني يصبح مخرج هذا المقارن مرتفعاً ويصبح النطاط بوضع (set)، وبالتالي يصبح مخرج الدائرة مرتفعاً والترانزيستور Q بوضع off.
- وبما أن الترانزيستور Q أصبح بوضع off، لذا يبدأ شحن المكثف C_1 من خلال المقاومة R_A، وعند وصول جهد المكثف C_1 الى قيمة $\frac{2V_{CC}}{3}$ يصبح مخرج المقارن الأول مرتفعاً ويصبح النطاط بوضع (reset) أي يصبح مخرجه جهداً منخفضاً، وبالتالي يصبح مخرج الدائرة منخفضاً

والترانزيستور Q بوضع on. وتبقى الدائرة بهذا الوضع لحين وصول نبضة أخرى الى المدخل (trigger input) من الدارة المتكاملة.

الشكل التالي يبين موجتي الفولطيتين المدخلية والمخرجية للدائرة وكذلك فولطية المكثف C_1.



شكل (17)

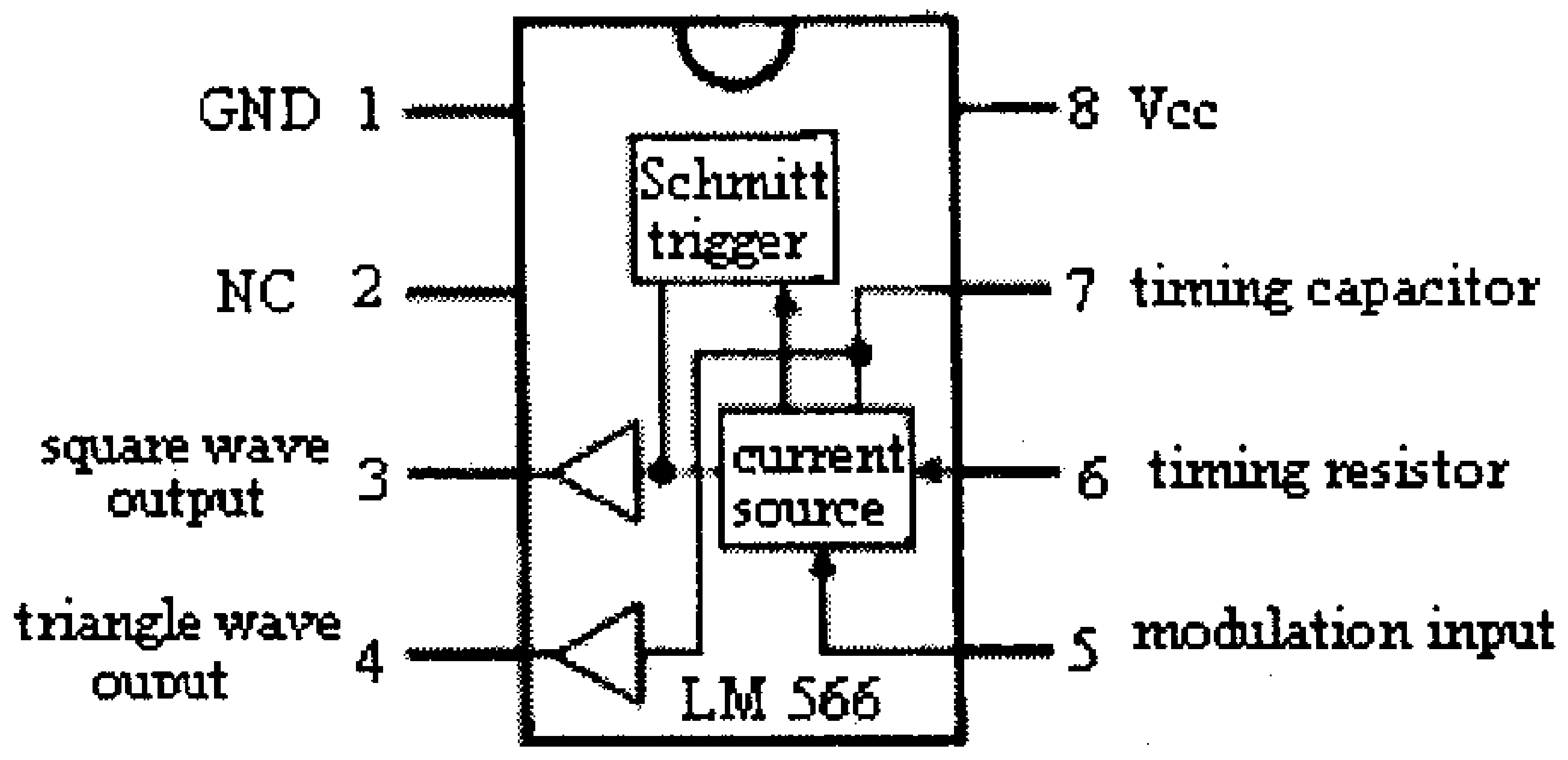
لاحظ في هذا الشكل أن الزمن الذي تكون فيه فولطية مخرج الدائرة مرتفعةً (T_H) هو الزمن الذي يتم فيه شحن المكثف C_1 الى القيمة $\frac{2V_{CC}}{3}$، وذلك من خلال المقاومة R_A ، وعليه فإن:

$$T_H = 1.1 R_A . C_1$$

10.8 المذبذب المحكوم بفولطية (Voltage-controlled Oscillator)

المذبذب المحكوم بفولطية (voltage-controlled oscillator)، أو إختصاراً VCO، يُستخدم لإنتاج موجة فولطية مربعة (square-wave voltage) أو موجة فولطية مثلثية (triangular-wave voltage) يتم التحكم بترددها بواسطة فولطية تحكم. يمكن إستخدام هذا النوع من المذبذبات في تطبيقات مختلفة مثل توليد موجات فولطية مربعة أو مثلثية بتردد معين، توليد نغمات بتردد معين (tone generation)، دوائر تضمين التردد (frequency modulation) وغيرها.

الشكل العام وأطراف المذبذب LM566، المحكوم بفولطية، مبين في الشكل التالي.



شكل (18)

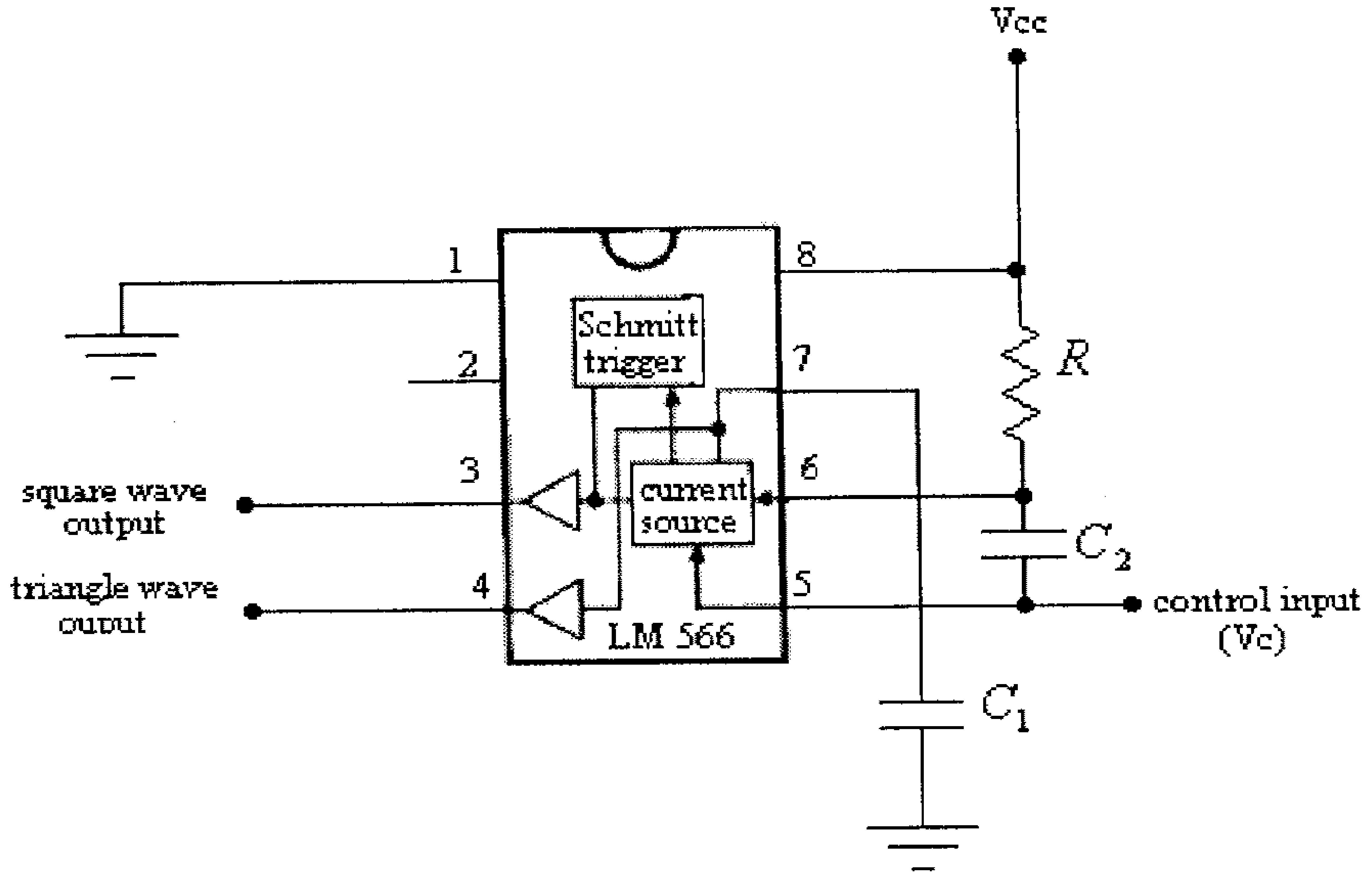
لاحظ في هذا الشكل أن طرفي التغذية لهذه الدائرة هي الطرفان 8 و 1، وهما V_{CC} و GND، على التوالي. ومخرجا هذه الدائرة هما الطرفان 3 و 4، وهما مخرج الموجة المربعة (square-wave output) و مخرج الموجة المثلثية (triangle-wave output)، على التوالي.

أما الطرفان 6 و 7 فيوصل معهما المقاومة والمكثف اللـــذان يحـــددان التردد الذاتي للدائرة (free-running frequency).

ومن خلال فولطية التحكم (الطرف رقم 5) يتم تغيير تردد الموجة المخرجية.

لاحظ في هذه الدائرة أن الطرف 2 غير موصول مع الدائرة، لذا يشار اليه (NC) وهي إختصاراً لــ (not connected).

الشكل التالي يبين كيفية توصيل هذه الدائرة مع العناصـــر الخارجيـــة الأخرى.



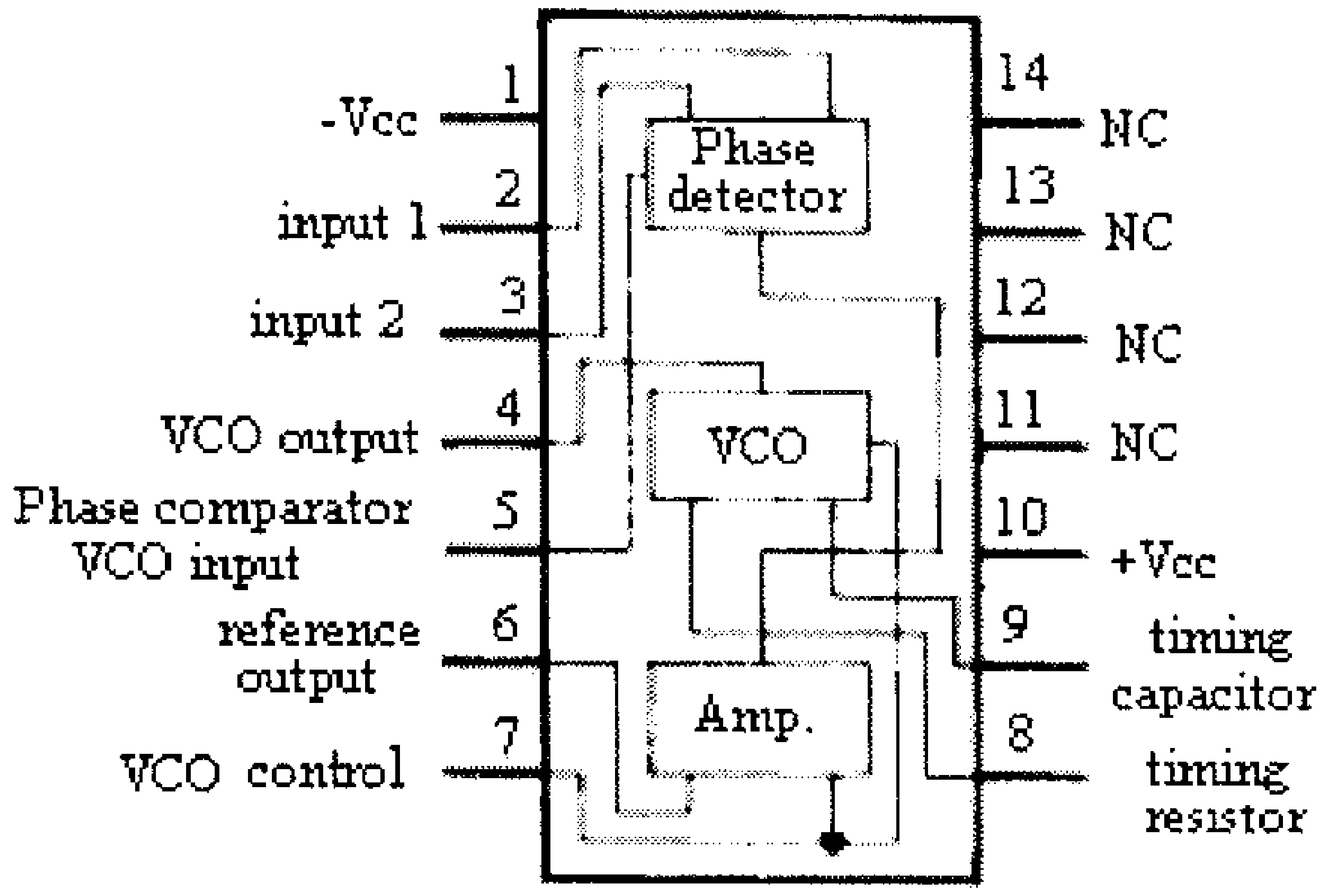
شكل (19)

والمعادلة التي تحدد تردد الفولطية المخرجية للدائرة هي:

$$f = \frac{2(V_{CC} - V_C)}{R.C_1.V_{CC}}$$

10.9 دوائر مسك الطور (Phase-locked Loops, PLL)

الشكل التالي يبين الدارة المتكاملة 565 والتي تعتبر من أكثر دوائر مسك الطور إنتشاراً. لاحظ أن هذه الدائرة تتكون من:



شكل (20)

- كاشف الطور (phase detector) والذي فولطيته المخرجية تتناسب طردياً مع فرق الطور بين إشارتين مدخليتين input 1 و input 2.
- المذبذب المحكوم بفولطية (voltage controlled oscillator)، أو إختصاراً VCO، والذي ينتج موجة فولطية يتم التحكم بترددها بفولطية تحكم.
- مضخم فولطية ويقوم بتضخيم الفولطية المخرجية لكاشف الطور وتغذيتها للمذبذب VCO.

لاحظ من الشكل السابق أن أطراف هذه الدارة هي كما يلي:

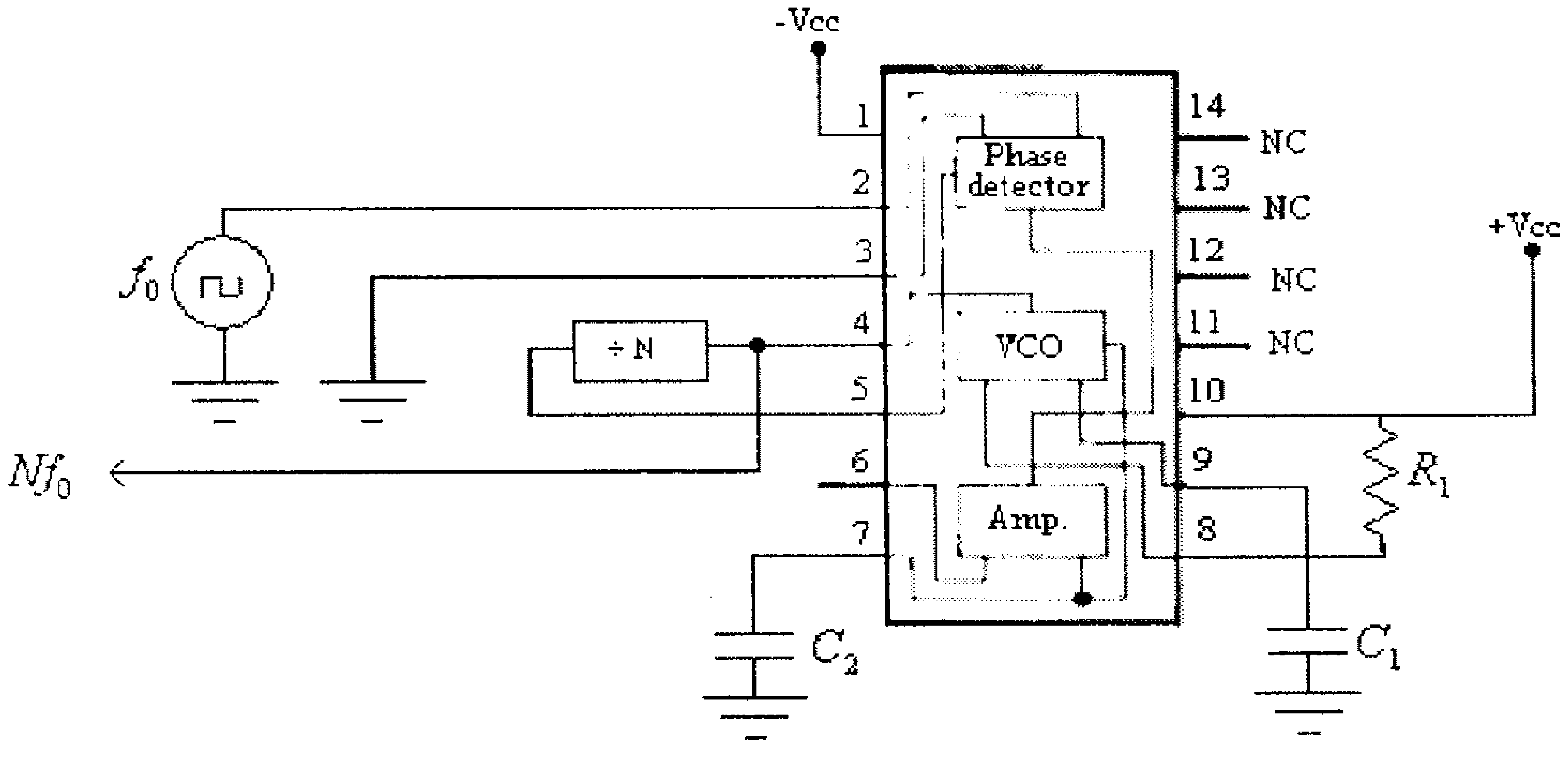
- الطرفين 1 و10 هما طرفا التغذية لهذه الدائرة.
- الطرفان 2 و 3 هما مدخلا كاشف الطور.

- الطرف 4 هو مخرج المذبذب VCO.
- الطرف 5 هو مدخل كاشف الطور الخارج من المذبذب VCO.
- الطرف 6 هو مخرج مضخم الفولطية.
- الطرف 7 هو مدخل التحكم للـ VCO.
- الطرفان 8 و 9 هما الطرفان اللذين يوصل معهما المكثف والمقاومة اللذين يحددين التردد الذاتي (free-running frequency) للـ VCO.

الأطراف 11، 12، 13 و 14 أطرافاً غير موصولة مع الدائرة، لذا يشار اليها (NC) وهي إختصاراً لـ (not connected).

لدائرة مسك الطور تطبيقات عديدة سنتطرق الى إثنين منها:

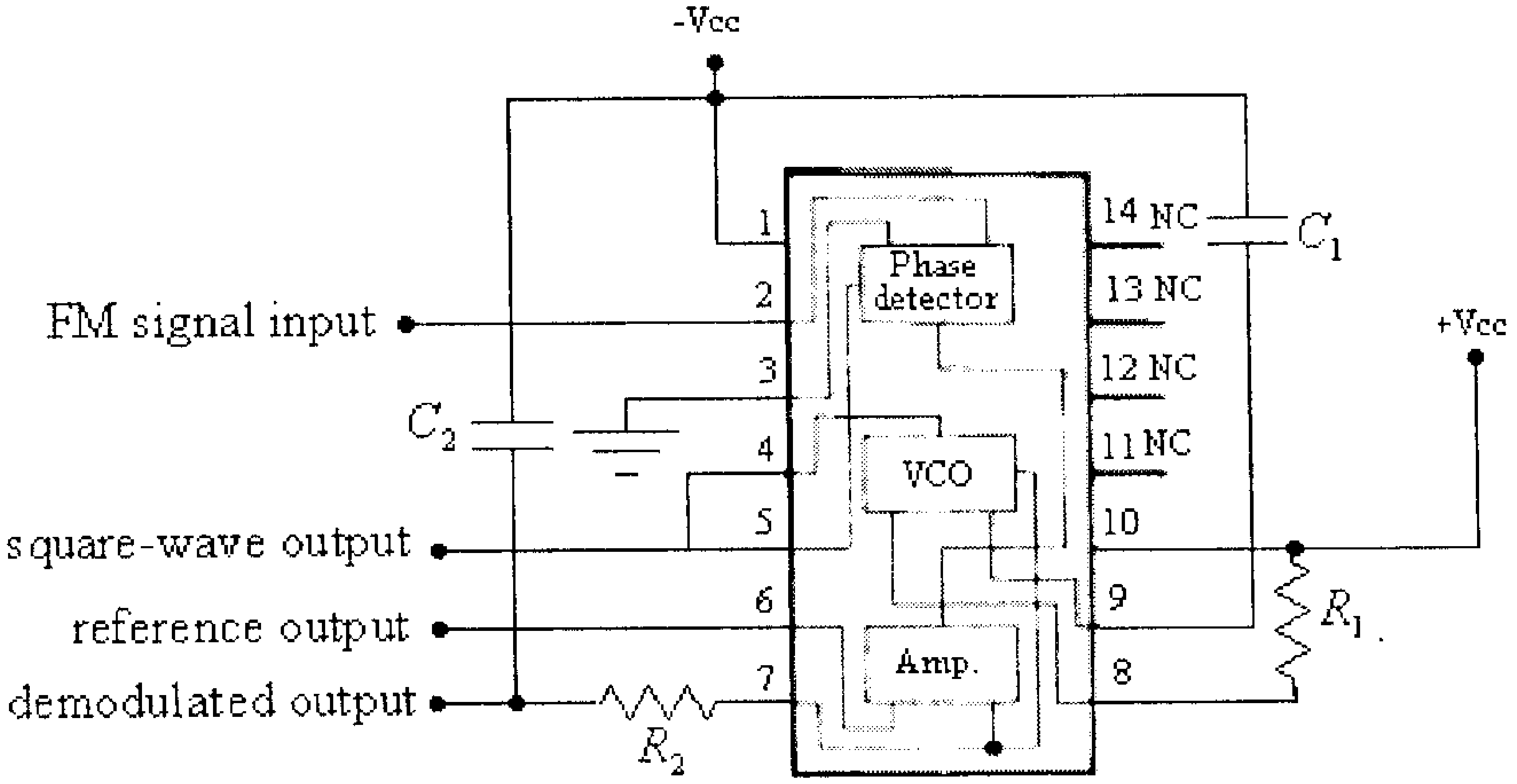
- توليد موجات بترددات مساوية لمضاعفات تردد موجة مدخلية، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (21)

لاحظ في هذه الدائرة أن تردد مخرج الــ VCO هو Nf_0 ويتم تقسيمه بواسطة المقسم (divider) والذي يرمز له بالرمز (N÷) الى تردد f_0، حيــث يتم تغذية هذا التردد والتردد المدخلي الى كاشف الطور الذي يقوم بدوره بتعديل تردد الــ VCO ليصبح تردد مخرجه مطابقاً لــ Nf_0.

- حل تضمين التردد (frequency demodulation) ، وذلك كما في الشكل التالي.

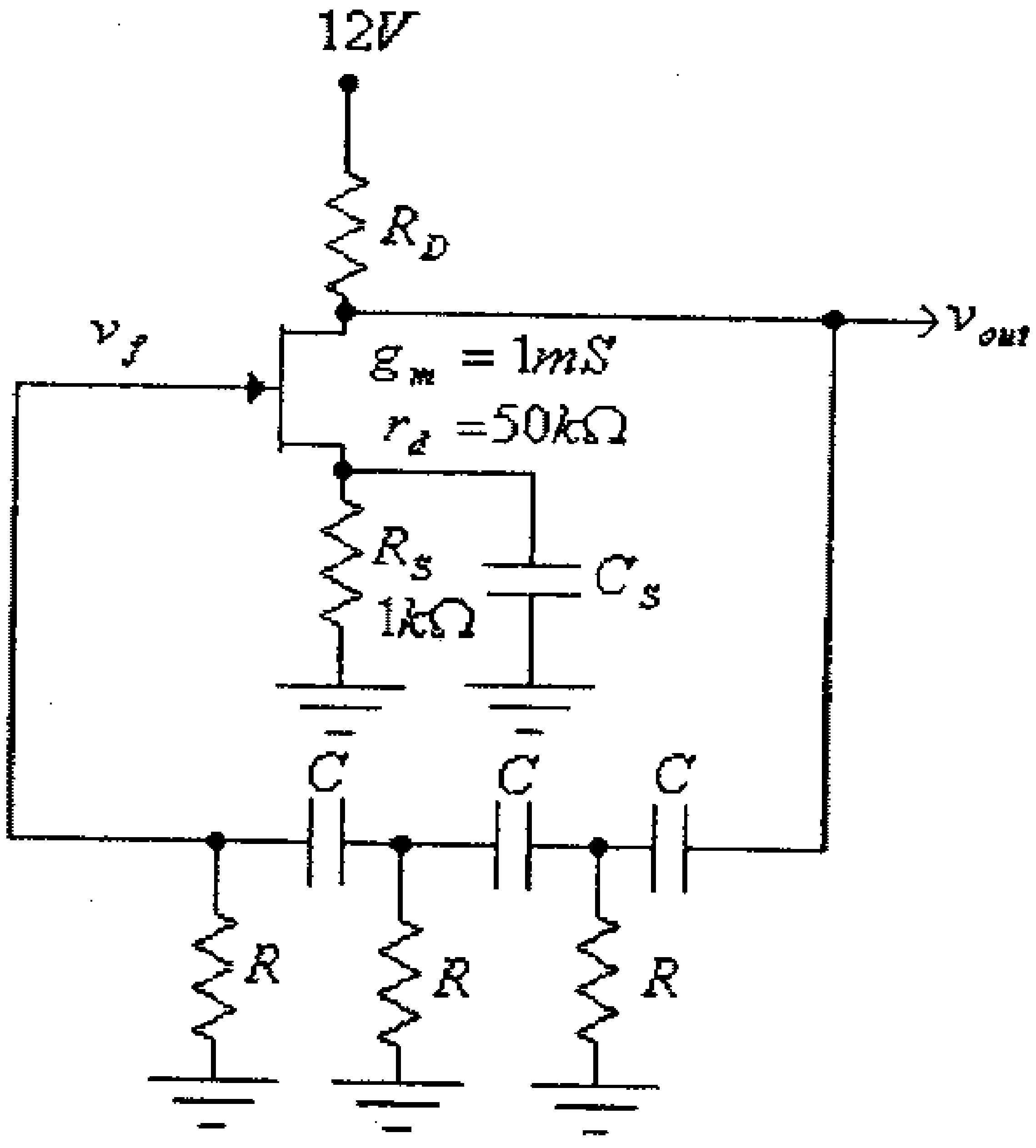


شكل (22)

في هذه الدائرة المكثف C_1 والمقاومة R_1 تحددان التردد الذاتي (free-running frequency) للــ VCO، أما المكثف C_2 فيشكل مع المقاومــة R_2 دائرة مرشح للترددات المنخفضة.

10.10 تمارين

1) الشكل التالي يبين مذبذب إزاحة الطور باستخدام ترانزيستور تأثير المجال الوصلي، لهذه الدائرة:

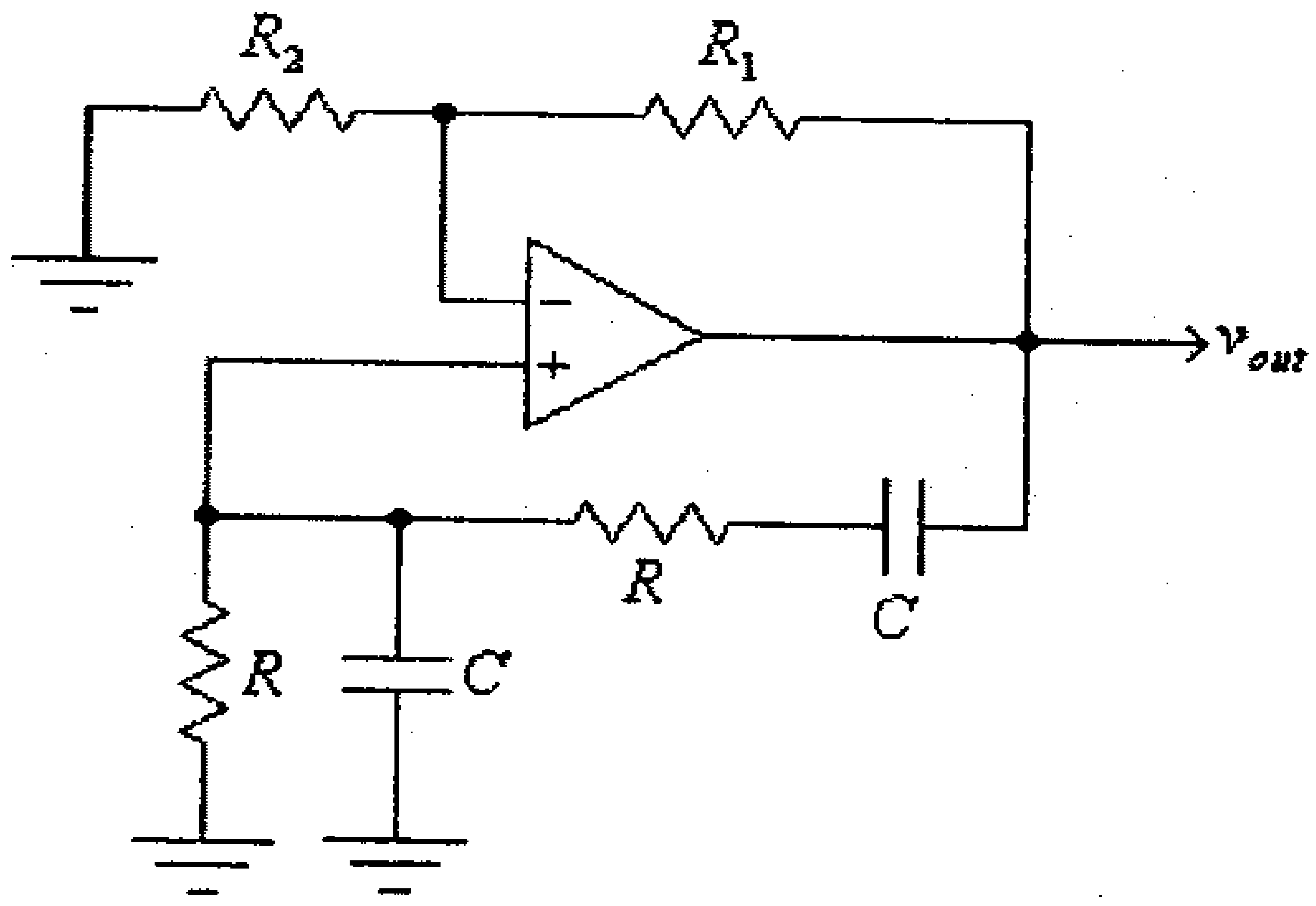


شكل (23)

أ) أوجد قيمة مقاومة المصرف R_D اللازمة لعمل هذا المذبذب.

ب) إذا علمت أن $R = 2.2k\Omega$ وأن $C = 4nF$، أوجد قيمة تردد الذبذبة المخرجية.

2) الشكل التالي يبين مذبذب قنطرة Wien

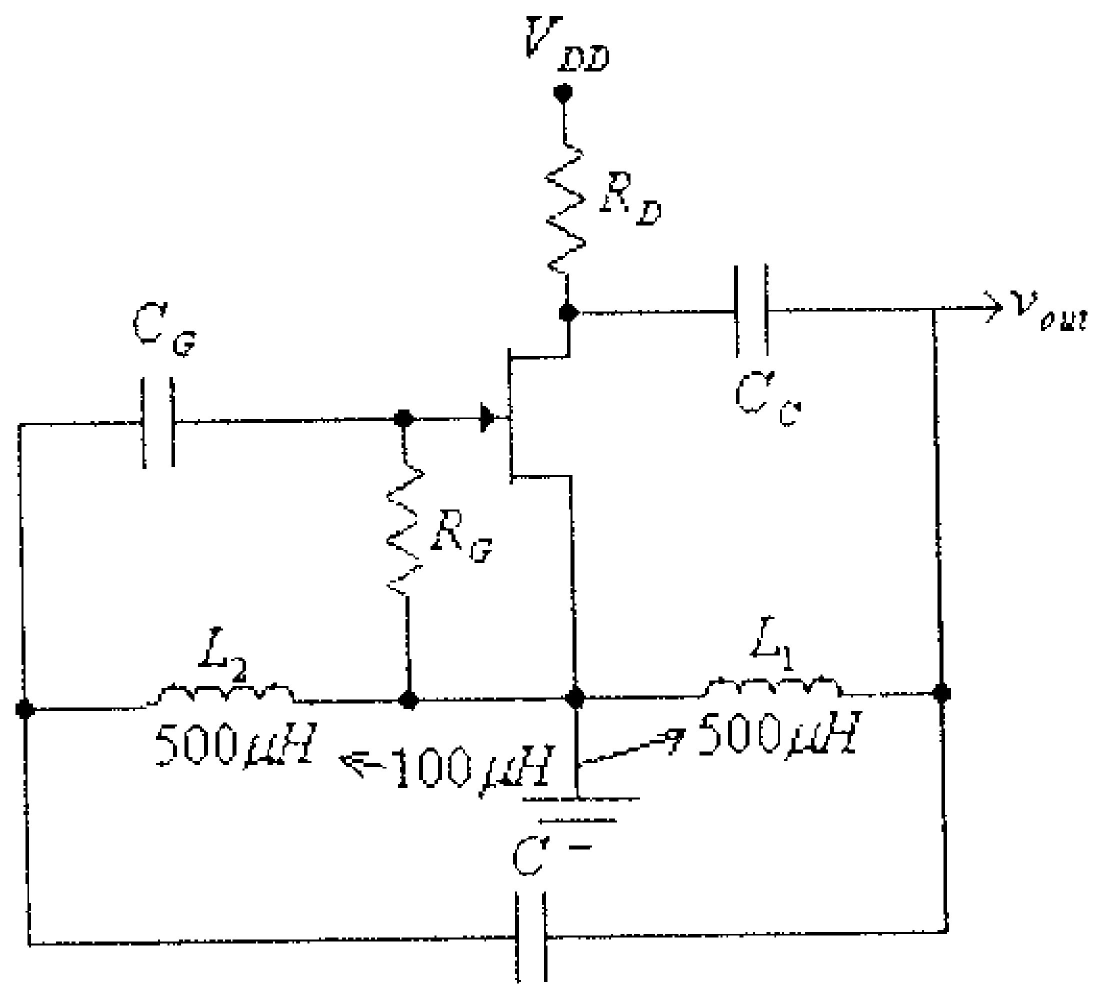


شكل (24)

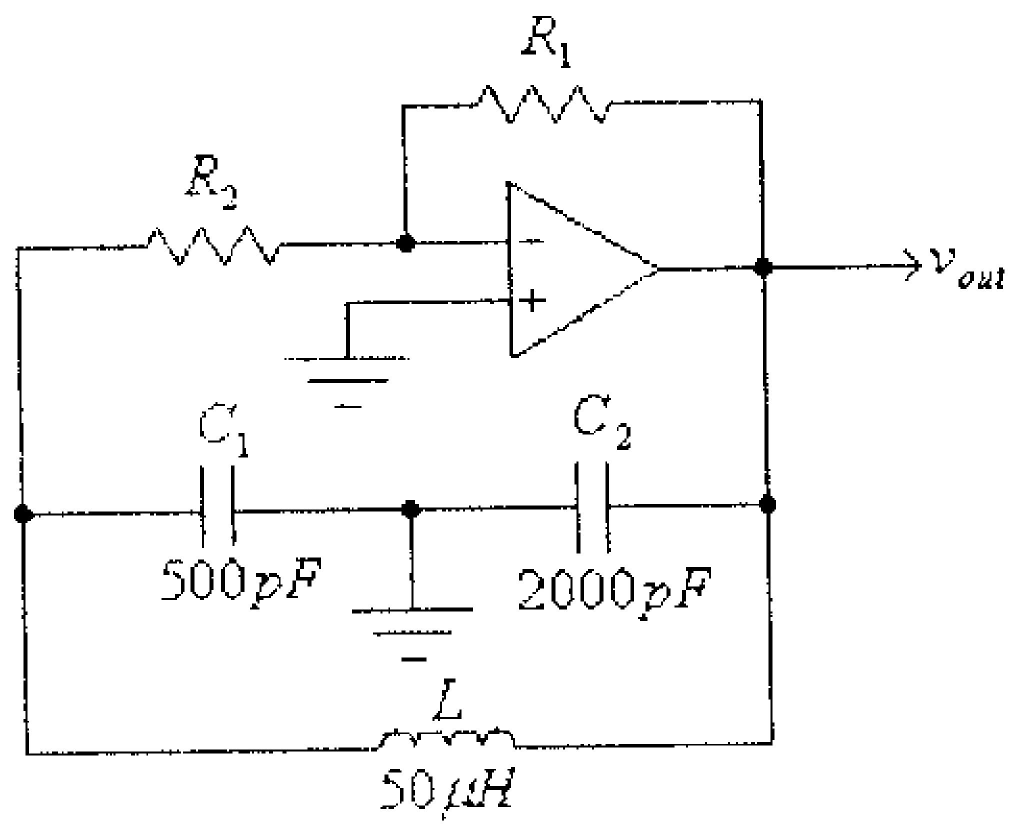
أ) إذا علمت أن $R_1 = 10k\Omega$، أوجد قيمة المقاومة R_2 اللازمة لعمل هــذا المذبذب.

ب) إذا علمت أن $C = 5nF$، أوجد قيمة المقاومة R اللازمة ليكون تــردد الإشارة المخرجية لهذا المذبذب مساوياً لـــ $10kHz$.

3) ما هو تردد الإشارة المخرجية في كل من المذبذبات المبينة في الـــشكل التالي.



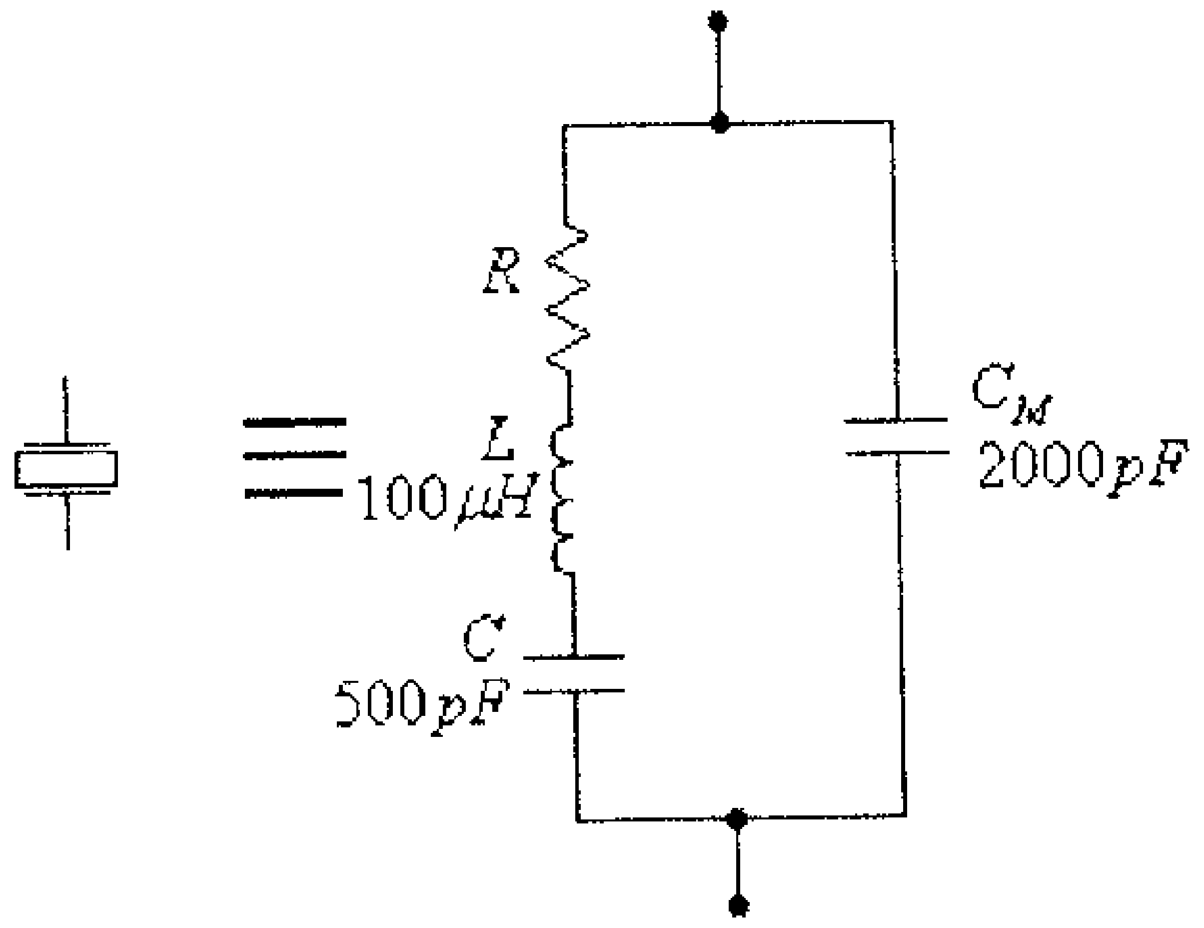
(أ)



(ب)

شكل (25)

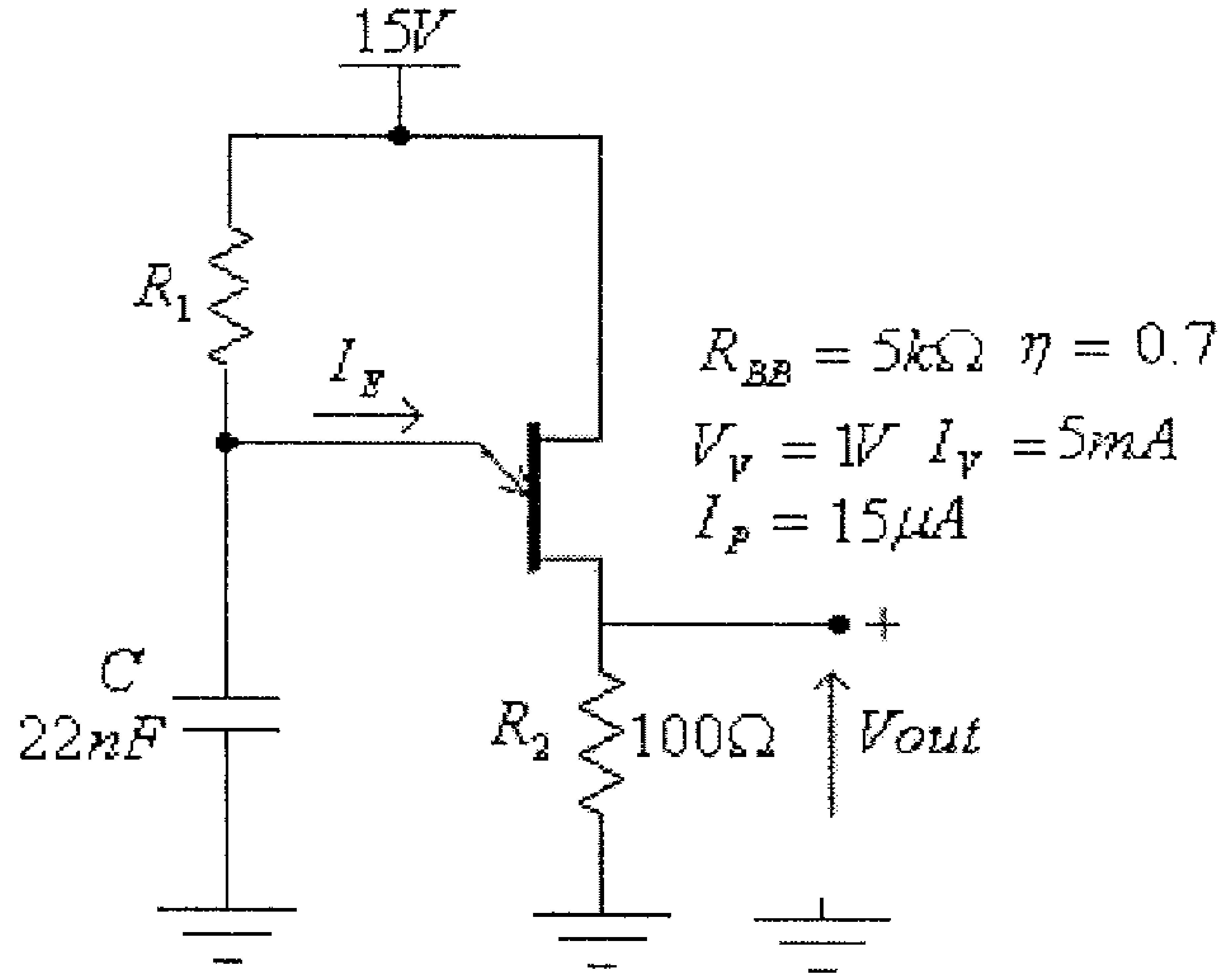
4) الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة لبلورة الكوارتز، أوجد قيمة كـــل مـــن ترددي الرنينين المنخفض والمرتفع لهذه البلورة.



شكل (26)

5) للدائرة التالية ولمواصفات ترانزيستور الـــ UJT المبينة، أوجد:

- قيمة المقاومة R_1 المناسبة لعمل هذه الدائرة.
- التردد وزمن الدورة لموجة الفولطية المخرجية للدائرة (عند قيمـــة R_1 التي يتم إختيارها) .

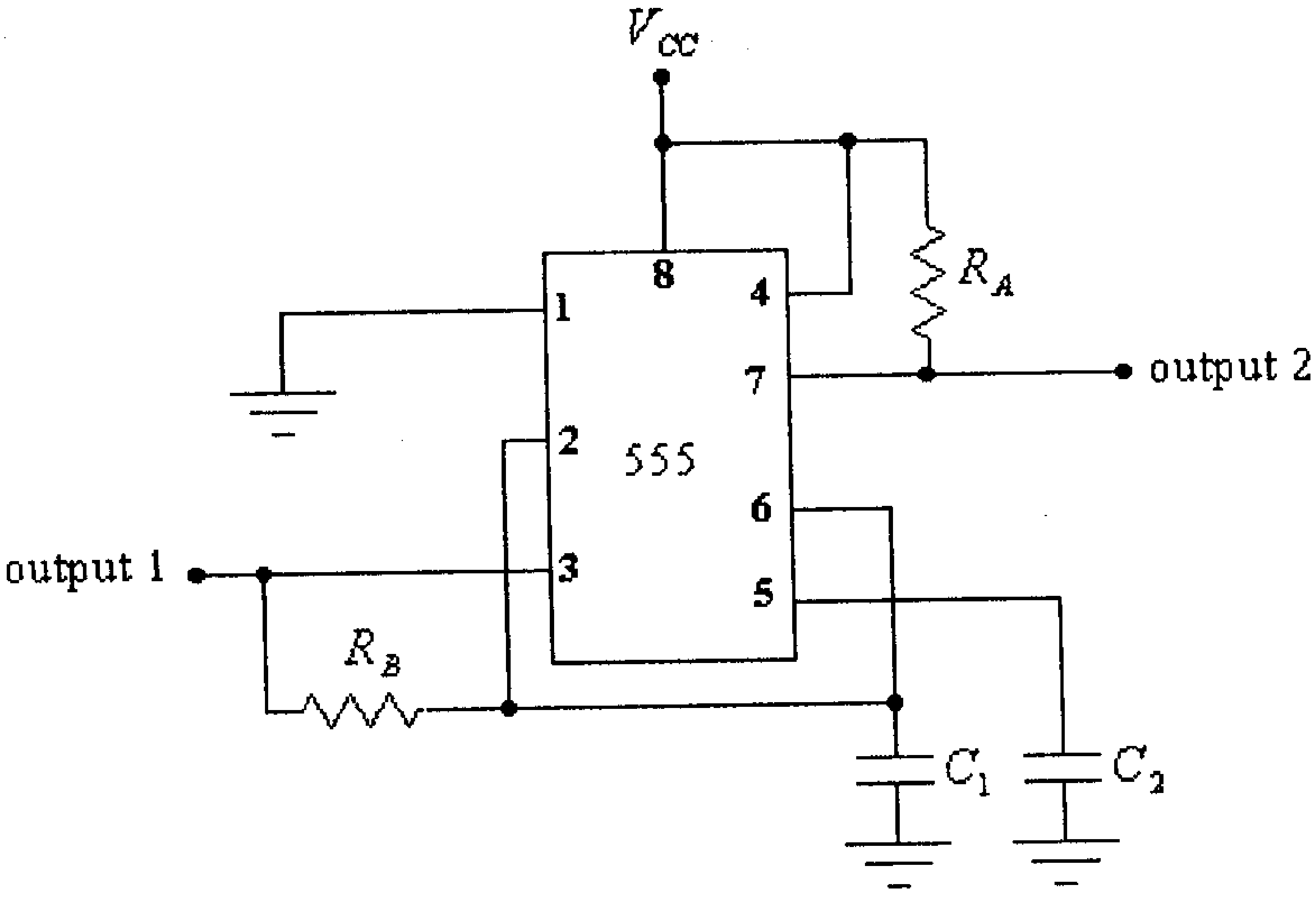


شكل (27)

6) صمم دارة مولد نبضات مربعة باستخدام الدارة 555 بحيث يكون تـــردد الموجة المخرجية مساوياً $10kHz$، ما قيمة كل من الزمن الدوري T و الزمنين T_H و T_L لهذه الدائرة.

7) صمم دارة لتوليد نبضة بعرض $100\mu s.$ عند وجود نبضة مدخلية بعرض $10\mu s.$، إستخدم الدارة 555 في تصميمك.

8) الشكل التالي يبين كيفية إستخدام الدارة المتكاملة 555 لعمل مولد نبضات (astable operation)، لهـــذه الـــدائرة ارســـم مـــوجتي الفـــولطيتين المخرجيتين $output1$ و $output2$، ماهو تردد كل من هاتين الفولطيتين.



شكل (28)

الوحدة الحادية عشرة

بعض الدوائر الإلكترونية الأخرى

الوحدة الحادية عشرة

بعض الدوائر الالكترونية الأخرى

11.1 مدخل

تناولنا في الوحدات السابقة عدداً من الدوائر الالكترونية التي تم بناؤها باستخدام ترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال مثل دوائر التضخيم (amplifiers) ودوائر المذبذبات (oscillators).

كما تناولنا كذلك بعض الدوائر الالكترونية التي تم بناؤها باستخدام مضخمات العمليات (operational amplifiers) مثل دوائر المضخم العاكس (inverting amplifier) والمضخم غير العاكس (non-inverting amplifier) والمضخم الجامع (summing amplifier) ودوائر المُكامل (integrator) والمُفاضل (differentiator) وغيرها.

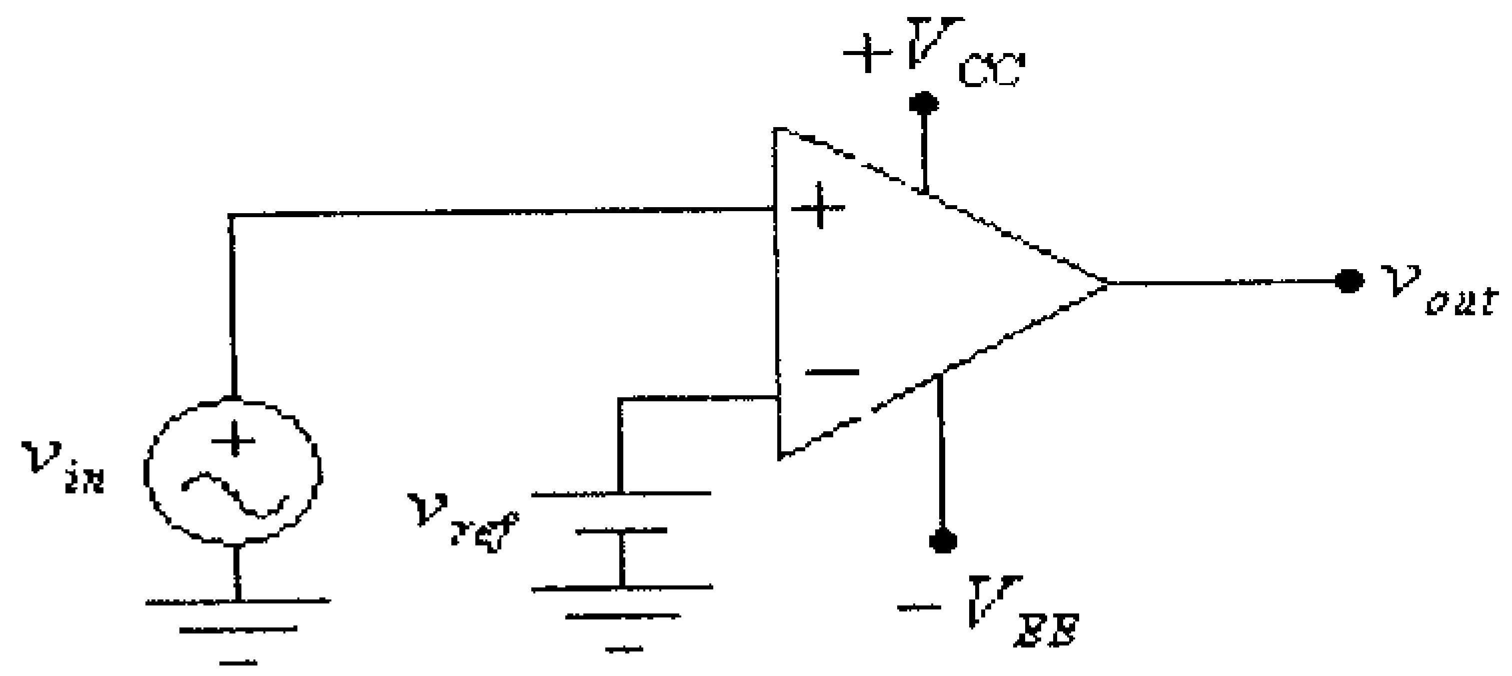
ولإستكمال موضوع هذا الكتاب فإننا سنتناول في هذه الوحدة بعضاً من الدوائر الالكترونية الأخرى ذات التطبيقات المختلفة والتي تصنع بشكل دارات متكاملة.

ففي هذه الوحدة سنتناول دوائر المقارنة (comparator circuits) والتي تُستخدم لمقارنة إشارتين مع بعضهما أو مقارنة إشارة واحدة مع إشارة مرجعية. كما سنتناول كذلك محولات الإشارات التشابهية الى إشارات رقمية (analog to digital converters) أو إختصاراً (A/D converters) ومحولات الإشارات الرقمية الى إشارات تشابهية (digital to analog converters) أو إختصاراً (D/A converters) والتي يعتبر فهم مبدأ عملها ضرورياً عند معالجة الإشارات التشابهية باستخدام المعالجات الصغيرة (microprocessors).

11.2 المُقارن (Comparator)

بيّنا في الوحدة السابعة من هذا الكتاب كيفية إستخدام مضخم العمليات لبناء دوائر الكترونية مختلفة لمقارنة إشارتين مدخليتين أو لمقارنة إشارة مدخلية مع إشارة مرجعية أو لمقارنة إشارة مدخلية مع الصفر.

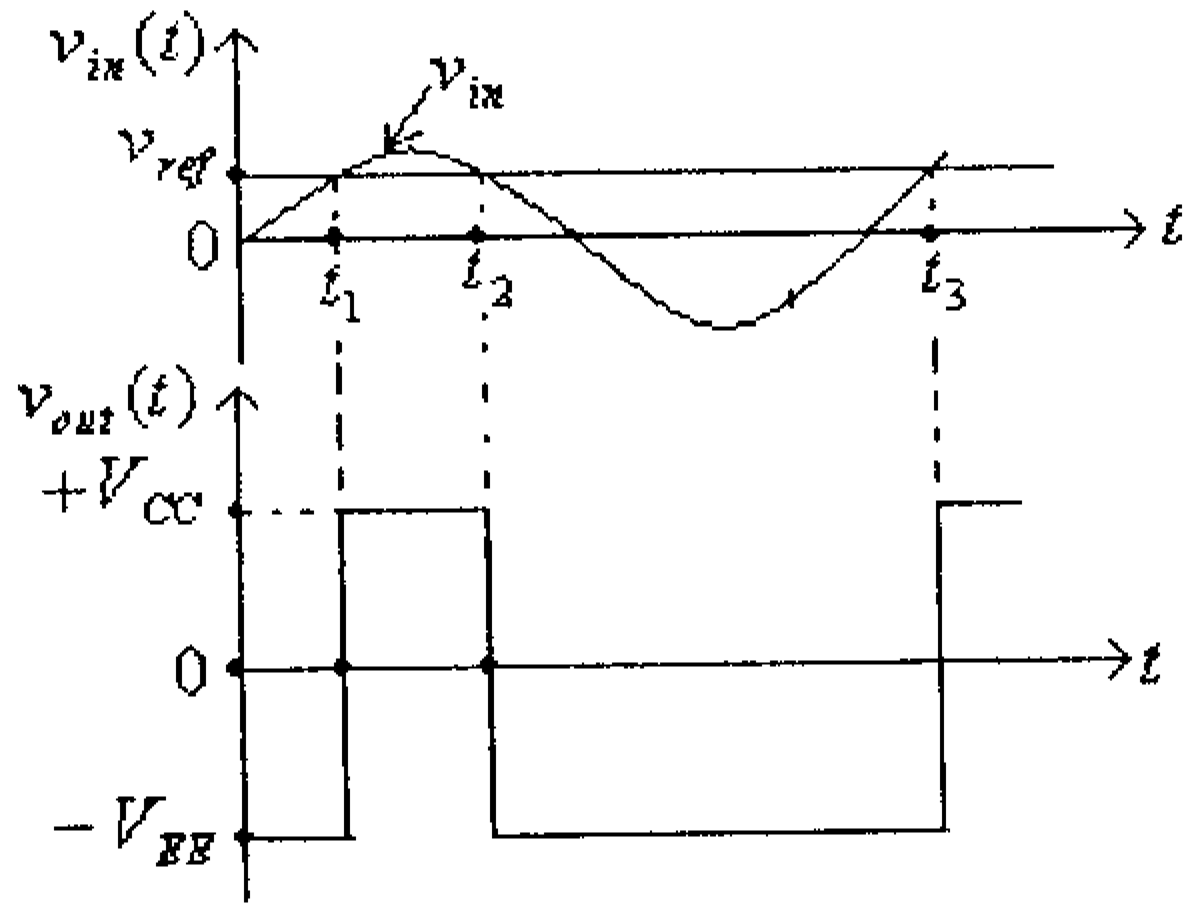
الشكل التالي، مثلاً، يبين دائرة يُستخدم فيها مضخم العمليات لمقارنة إشارة مدخلية (v_{in}) مع إشارة مرجعية (v_{ref}).



شكل (1)

في هذه الدائرة، وعندما تكون قيمة الإشارة المدخلية أكبر من الإشارة المرجعية فإن الفولطية المخرجية تصبح موجبة وتساوي حدها الأقصى وهو جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات ($+V_{CC}$)، بينما عندما تكون قيمة الإشارة المدخلية أقل من الإشارة المرجعية فإن الفولطية المخرجية تصبح سالبة وتساوي حدها الأدنى وهو جهد التغذية السالب لمضخم العمليات ($-V_{EE}$).

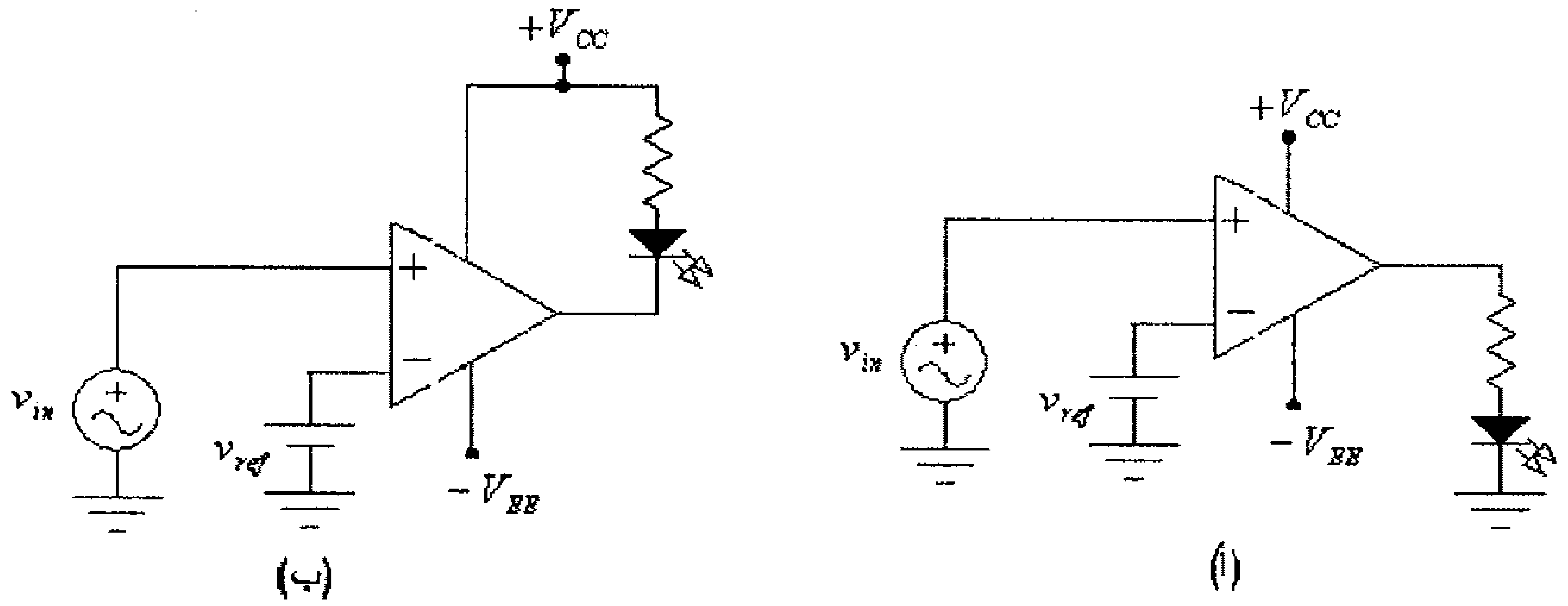
الشكل التالي يبين مثالاً لموجة فولطية مدخلية وموجة الفولطية المخرجية الناتجة عن مقارنة هذه الفولطية المدخلية مع فولطية مرجعية (v_{ref}).



شكل (2)

لاحظ في هذا الشكل أنه في الفترة الزمنية من $t=0$ الى $t=t_1$، وكذلك في الفترة الزمنية من $t=t_2$ الى $t=t_3$ فإن $v_{in} < v_{ref}$ وبالتالي فإن $v_{out} = -V_{EE}$، أما في الفترة الزمنية من $t=t_1$ الى $t=t_2$ فإن $v_{in} > v_{ref}$ وبالتالي فإن $v_{out} = +V_{CC}$

ويمكن توصيل ديود إنبعاث ضوئي (LED)، على مخرج مضخم العمليات، للدلالة على ما إذا كانت الفولطية المدخلية أكبر أو أقل من الفولطية المرجعية وذلك كما في الشكل التالي.

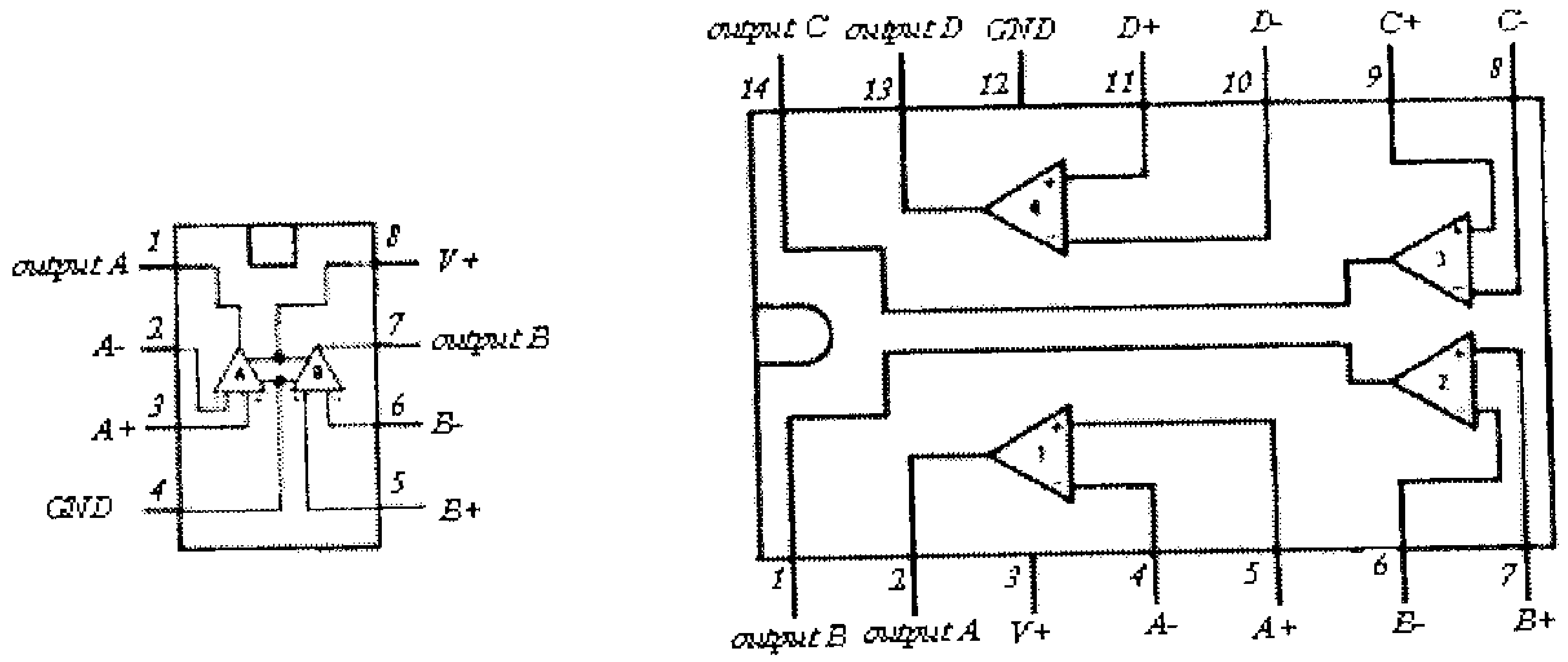


شكل (3)

ففي الشكل (أ) وعندما تكون قيمة الإشارة المدخلية أكبر من الإشارة المرجعية فإن الفولطية المخرجية تصبح موجبة وتساوي جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات $(+V_{CC})$ لذا فإن ديود الإنبعاث الضوئي يضيء للدلالة على ذلك. بينما في الشكل (ب) وعندما تكون قيمة الإشارة المدخلية أقل من الإشارة المرجعية فإن الفولطية المخرجية تصبح سالبة وتساوي جهد التغذية السالب لمضخم العمليات $(-V_{EE})$ لذا فإن ديود الإنبعاث الضوئي يضيء للدلالة على ذلك.

ويوجد هناك بعض الدارات المتكاملة الأخرى المُصممة خصيصاً لتعمل كمقارنات، وتمتاز بسرعتها العالية ومناعتها للتشويش وإمكانية تغذيتها لأحمال

ذات قدرات عالية كالحاكمات (relays) مثلاً. ومن أشهر المقارنات المصنوعة كدارات متكاملة المقارنان LM393 و LM 339 والمُبينان في الشكل التالي.

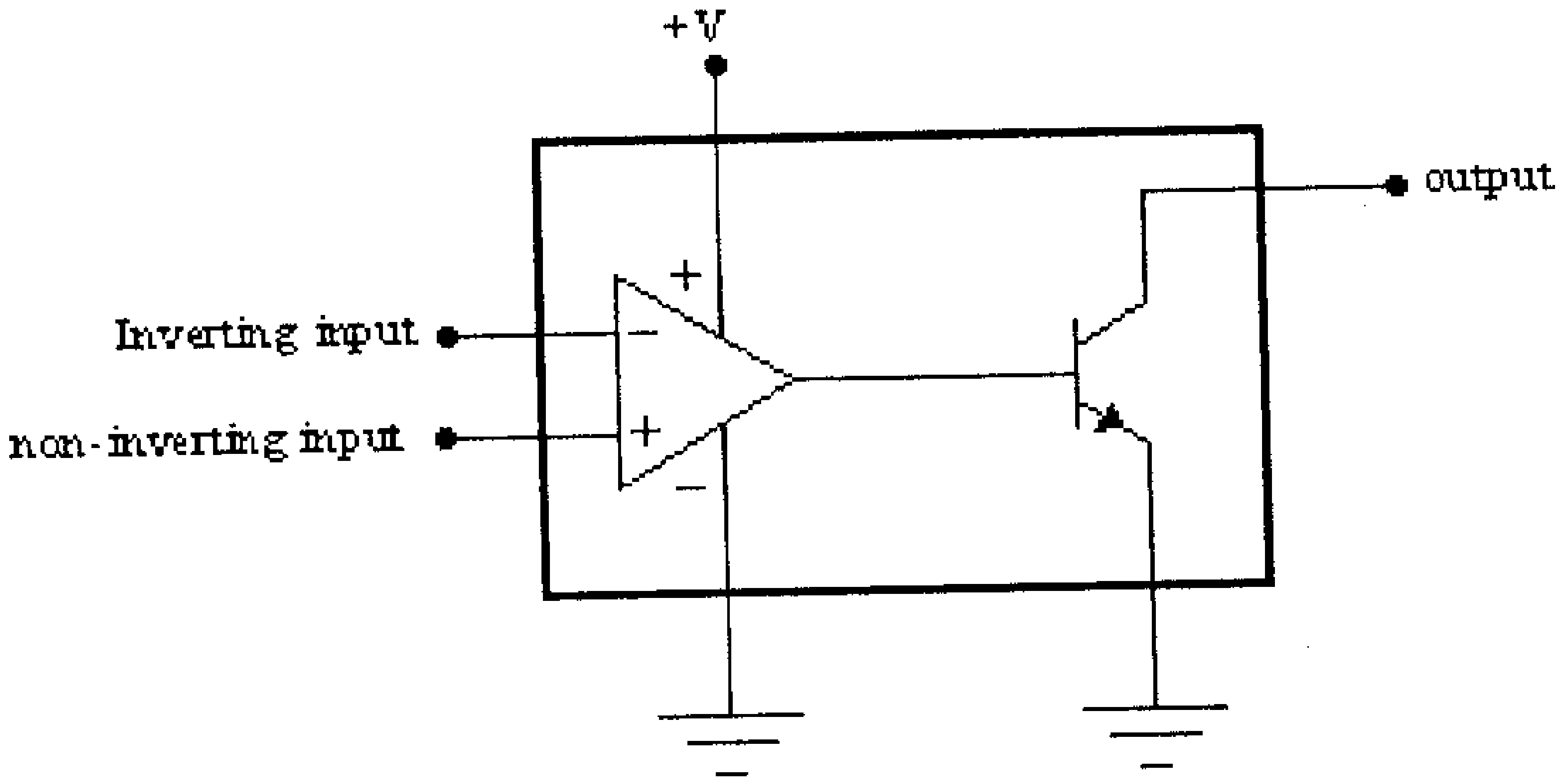


LM 393 LM 339

شكل (4)

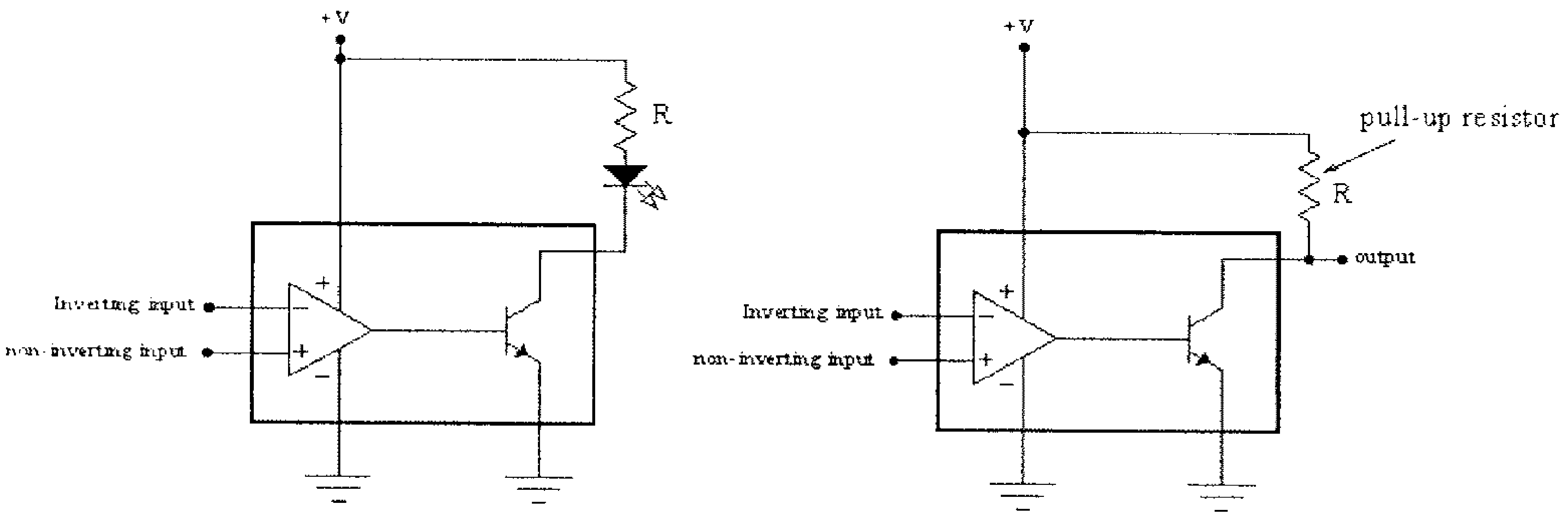
لاحظ أن الدارة المتكاملة LM393 تتكون من مقـــارنين بينمـــا الـــدار LM339 تتكون من أربع مقارنات بتغذية مشتركة.

وما يُميز هذه المقارنات أن مخرجها يتكون من ترانزيـــستور مجمّعــه مفتوح (أي غير موصول)، كما في الشكل التالي، لذا يسمى مخرج مثـــل هـــذه الدوائر (open-collector output).



شكل (5)

وحتى تعمل مثل هذه المقارنات فإنه يلزم توصيل مقاومة (أو أي حمـل آخر) بين مخرج المقارن ومصدر التغذية، وذلك كما في الشكل التالي. وتُسمى المقاومة التي يتم توصيلها بين المخرَج ومصدر التغذية (pull-up resistor).

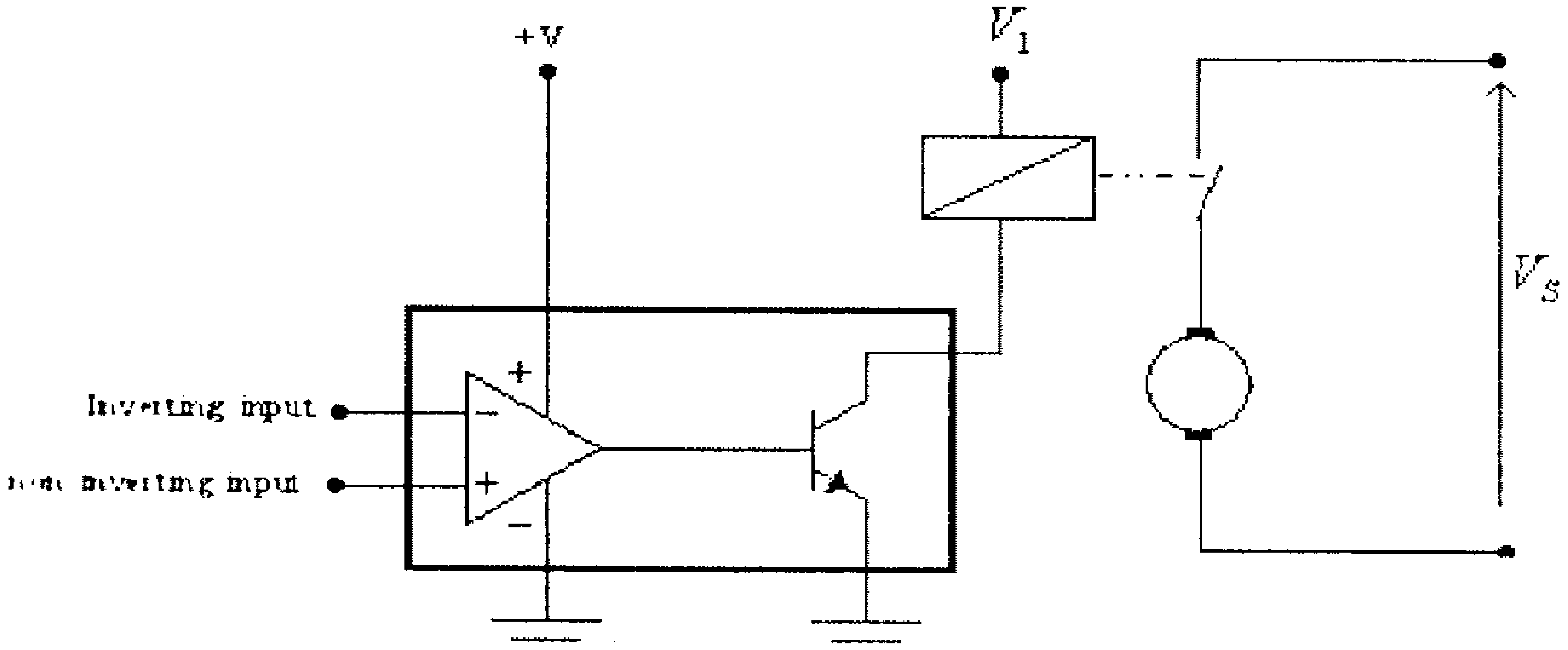


(ب) (أ)

شكل (6)

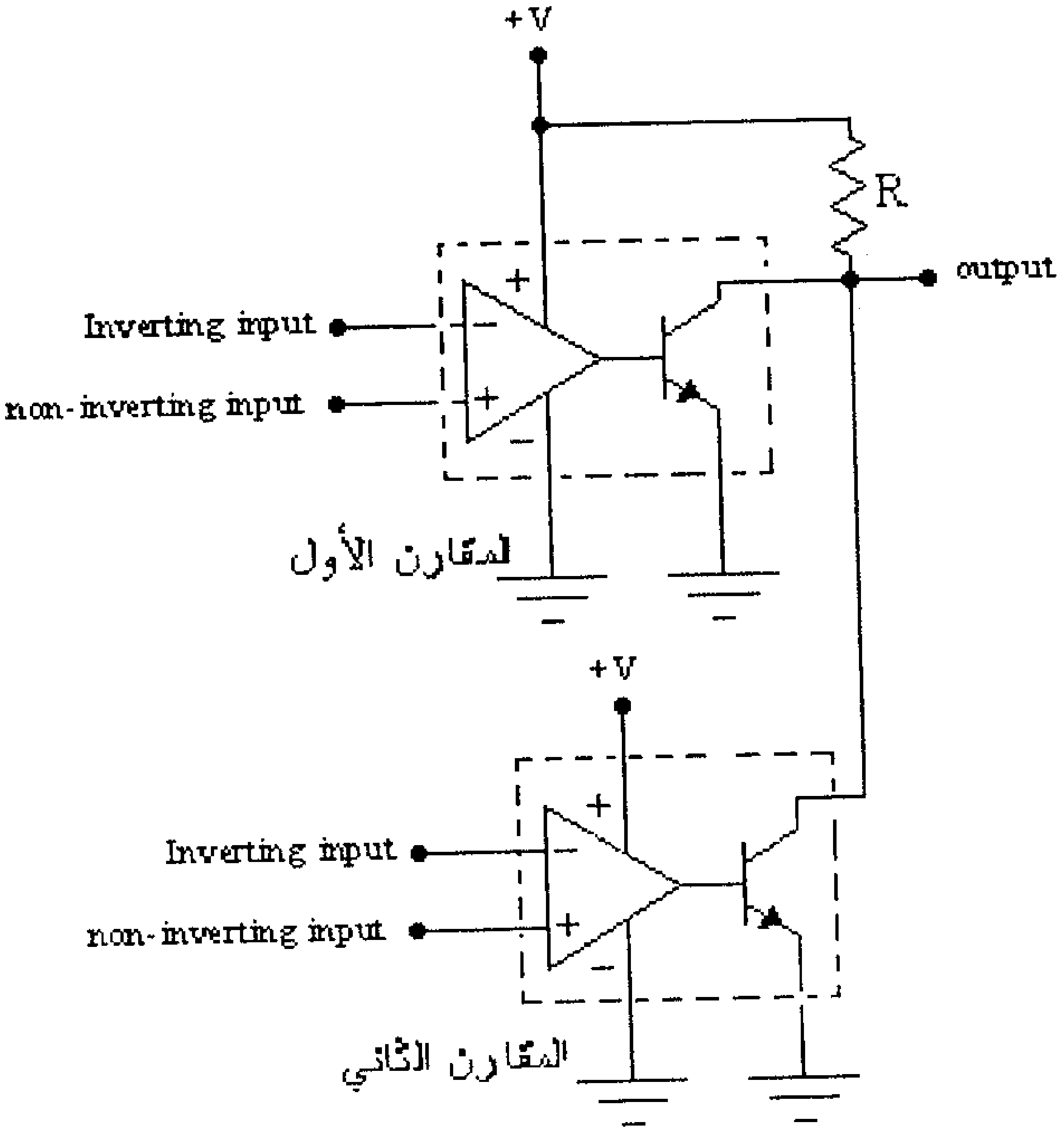
لاحظ أنه في الشكل السابق يمكن تغذية المقاومة R أو الحمل الخارجي من مصدر تغذية منفصل عن مصدر التغذية الرئيسي، وخاصة إذا كان الحمـل الخارجي ذو قدرة عالية.

الشكل التالي يبين دائرة مقارن تُغذي ملف حاكمـة (relay) يُمكـن أن تُستخدم للتحكم بتشغيل حمل ذو قدرة عالية كمحرك كهربائي مثلاً.



شكل (7)

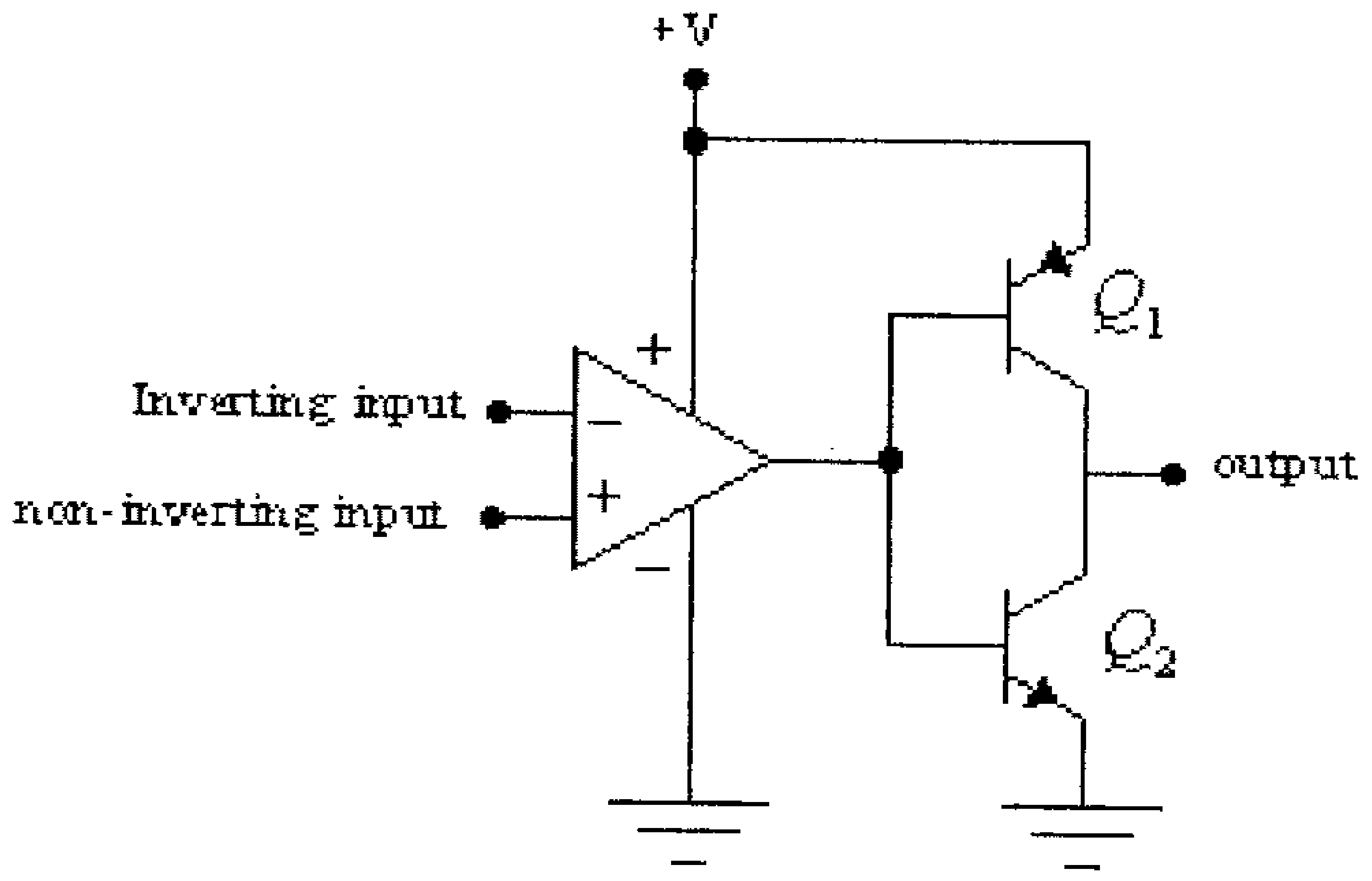
وما يُميز المقارنات التي مخرجها يتكون من ترانزيستور مجمّعه مفتوح (open-collector output) أنه يُمكن توصيل مخارج عدد منها مع بعـضها لتكوين دائرة منطقية بسيطة، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (8)

لاحظ في هذه الدائرة أن المخرج سيكون منطقاً منخفضاً (logic low) إذا كان مخرج أي من المقارنين منخفضاً، ويكون المخرج منطقاً مرتفعاً (logic high) فقط في حال كون مخرجي المقارنين معاً منطقاً مرتفعاً. ويُسمى النـوع من الدارات المنطقية التي تُبنى بهذه الطريقة wired logic.

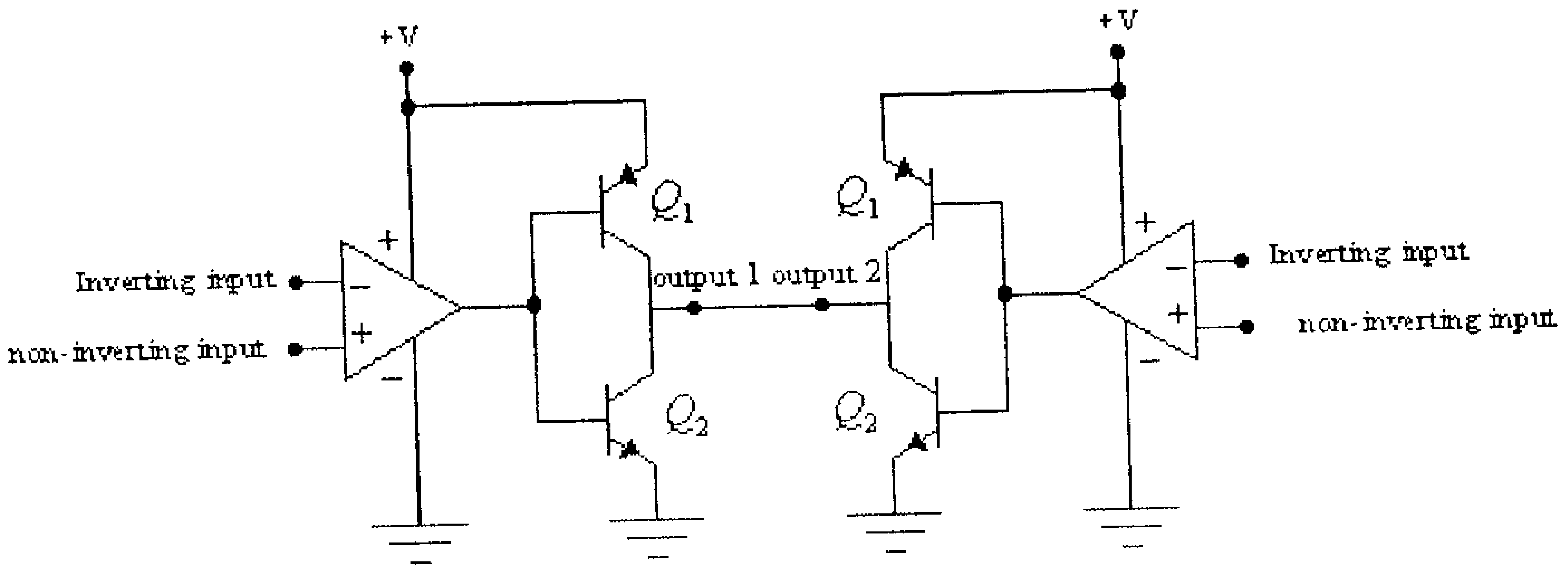
ومما يجب ذكره أن مخارج بعض المقارنات (وكذلك معظم مـضخمات العمليات) يتكون من ترانزيستورين مختلفي القطبيه موصولين بالطريقة المبينة في الشكل التالي.



شكل (9)

لاحظ أنه وعندما يكون مخرج المقارن بفولطية مرتفعة فإن الترانزيستور Q_2 يكون بوضع on بينما يكون الترانزيستور Q_1 بوضع off وبالتالي يكون مخرج الدائرة منطقاً منخفضاً، بينما عندما يكون مخرج المقارن بفولطية منخفضة فإن الترانزيستور Q_2 يكون بوضع off بينما يكون الترانزيستور Q_1 بوضع on وبالتالي يكون مخرج الدائرة منطقاً مرتفعاً. ويسمى هذا النوع من المخارج (totem-pole output).

ولا يُمكن توصيل المقارنات التي لها هذا النوع من المخارج (وكذلك مضخمات العمليات) معاً، لأنه مثلاً، وكما في الشكل التالي، عندما يكون كل من الترانزيستور Q_1 من أحد المقارنات والترانزيستور Q_2 من المقارن الأخر بوضع on فإن تيار قصر (short-circuit current) كبير سيمر من مصدر تغذية المقارن الأول الى أرضي الدائرة من خلال الترانزيستورين المذكورين سابقاً مما يؤدي الى تعطلهما.



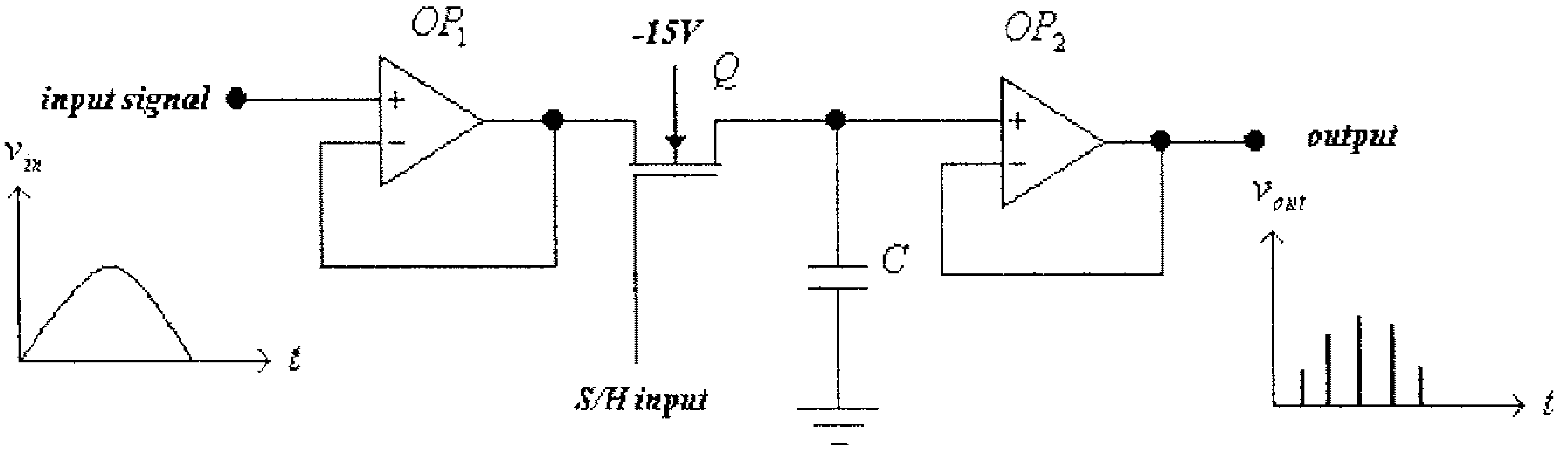
شكل (10)

11.3 المحولات التشابهية الرقمية (Analog-to-digital Converters)

تُستخدم المحولات التشابهية الرقمية (A/D converters) لتحويل إشارة تشابهية الى إشارة رقمية يسهل التعامل معها باستخدام الحاسوب أو المعالجات الصغيرة. ولفهم أهمية هذه المحولات ومحولات الإشارات الرقمية الى تشابهية (D/A converters) فإننا سنتناول مثالاً بسيطاً لتسجيل صوت وحفظه في ذاكره الحاسوب (أو على قرص مدمج CD)، ثم عملية إسترجاعه الى سماعات الحاسوب.

فكما هو معروف فإن الحاسوب يتعامل مع الإشارات الرقمية فقط، لذا فحتى يُمكن حفظ أو التعامل مع أي إشارة تشابهية (مثل الصوت مثلاً) لا بد من تحويل هذه الإشارة الى إشارة رقمية. وحتى يتم تحويل الإشارة التشابهية الى إشارة رقمية فإنه يتم أولاً أخذ نماذج (samples) من الإشارة التشابهية وتحويل هذه النماذج الى شكل رقمي بواسطة المحولات التشابهية الرقمية (A/D converters). ثم وعند الرغبة الى إعادة الإشارة الى شكلها الأصلي (كالإستماع الى الصوت مرةً أخرى) فلا بد من إعادة الشكل الرقمي للإشارة، المأخوذ من الحاسوب، الى الشكل التشابهي بواسطة المحولات الرقمية التشابهية (D/A converters).

الشكل التالي يبين دائرة يتم فيها أخذ نماذج من إشارة تشابهية تمهيداً لتحويلها الى إشارة رقمية.



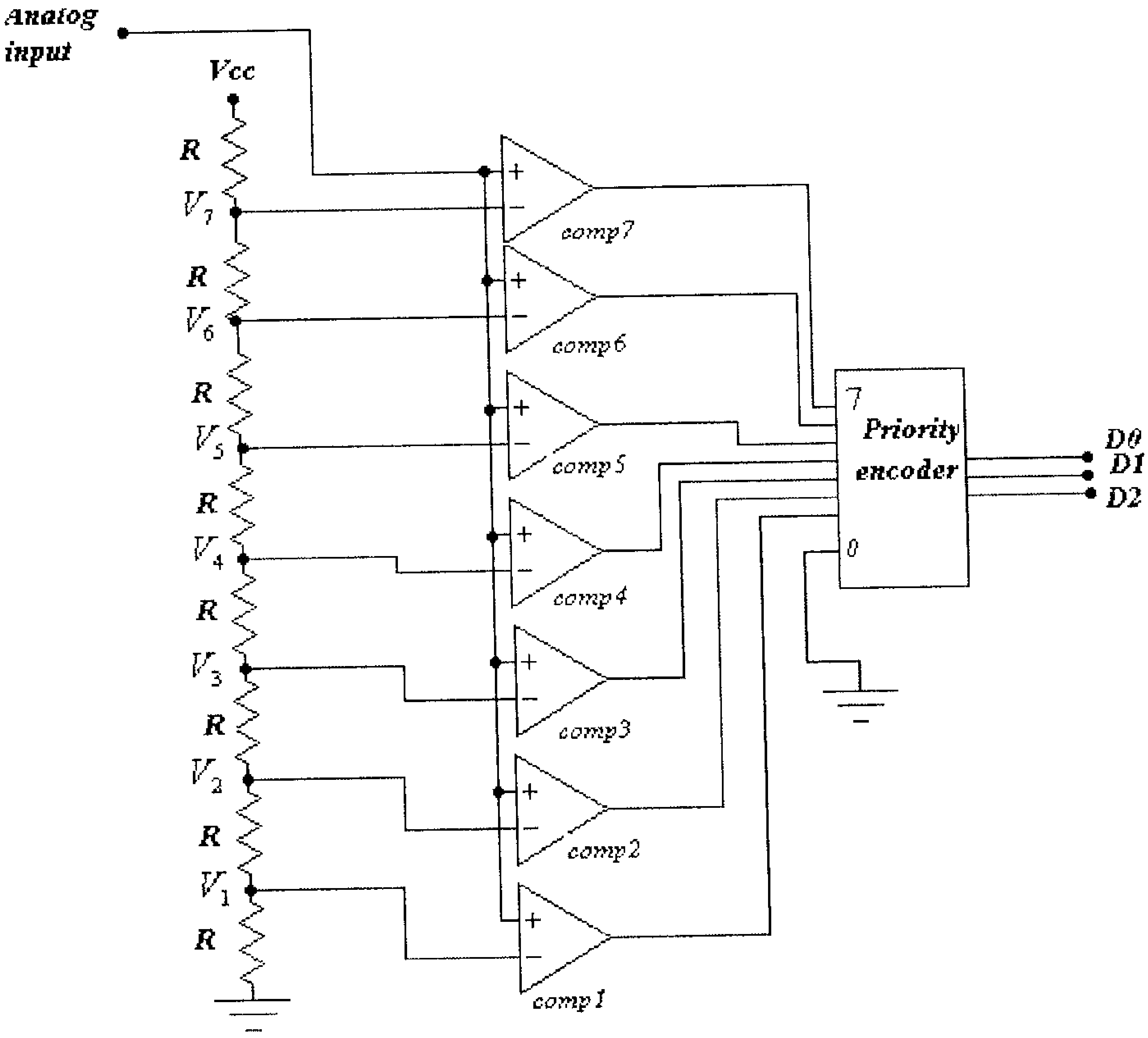
شكل (11)

لاحظ في هذا الشكل أن الإشارة المدخلية يتم تغذيتها الى مضخم العمليات الأول (OP_1) الموصول بدائرة تابع فولطية (voltage follower) والذي يتميز بممانعته المدخلية العالية وذلك لتفادي حصول هبوط في جهد الإشارة المدخلية. أما الترانزيستور Q فيعمل كمفتاح الكتروني وذلك ليتم شحن المكثف C بنماذج من الإشارة المدخلية عندما يكون هذا الترانزيستور بوضع on. أما مضخم العمليات الثاني (OP_2) والموصول بدائرة تابع فولطية أيضاً فهدفه المحافظه على جهد المكثف (نموذج الإشارة المدخلية) لحين تحويلها الى شكلها الرقمي بواسطة محول الإشارة التشابهية الرقمية (A/D converter) والذي سيتم شرحه الآن.

لاحظ أن الدائرة السابقة والتي يتم فيها أخذ نماذج من الإشارة المدخلية ومسكها (المحافظة على قيمتها) لحين تحويلها الى شكلها الرقمي تسمى دائرة نمذجة ومسك (sample and hold circuit) أو إختصاراً S/H circuit.

ولتحويل النماذج المأخوذة من مخرج دائرة النمذجة والمسك المشروحة سابقاً (والتي لا زال شكلها تشابهياً) فإنه يتم تغذية هذه النماذج الى إحدى دوائر محولات الإشارة التشابهية الى رقمية (A/D converters) والتي سنقوم بشرح إحداها.

الشكل التالي يبين دائرة تستخدم لتحويل الإشارة التشابهية الى إشارة رقمية.



شكل (12)

لاحظ أن هذه الدائرة تتكون من مجموعة من المقارنات (comparators)، كل منها مدخلها غير العاكس يتغذى بالإشارة المراد الحصول على قيمتها الرقمية، ومدخلها العاكس يتغذى بفولطية مرجعية محددة من مقسم الجهد (voltage divider) المُكون من مجموعة من المقاومات الموصولة على التسلسل.

لاحظ أن فولطية المدخل العاكس للمقارن الأول هي:

$$V_1 = \frac{V_{CC}}{8}$$

وأن فولطية المدخل العاكس للمقارن الثاني هي:

$$V_2 = \frac{2V_{CC}}{8}$$

وفولطية المدخل العاكس للمقارن الثالث هي:

$$V_3 = \frac{3V_{CC}}{8}$$

وهكذا.

وبالتالي فإن مخارج المقارنات التي لها جهد الإشارة المدخلية أكبر من جهد مدخلها العاكس سيكون مرتفعاً. ودور دائرة الــ(priority encoder) هو تحديد رقم أعلى مقارن مخرجه جهداً مرتفعاً.

ولتوضيح ما نقصده، نفرض أن قيمة الإشارة المدخلية أكبر قليلاً من قيمة $\frac{V_{CC}}{2}$، في هذه الحالة فإن مخرج كل من المقارنات الأول والثاني والثالث والرابع سيكون موجباً، ولما كان المقارن الرابع هو المقارن ذو الرقم الأعلى من هذه المقارنات فإن مخرج دائرة الــ (priority encoder) سيشير الى هذا المقارن أي سيكون مخرجه الرقم الثنائي 100 .

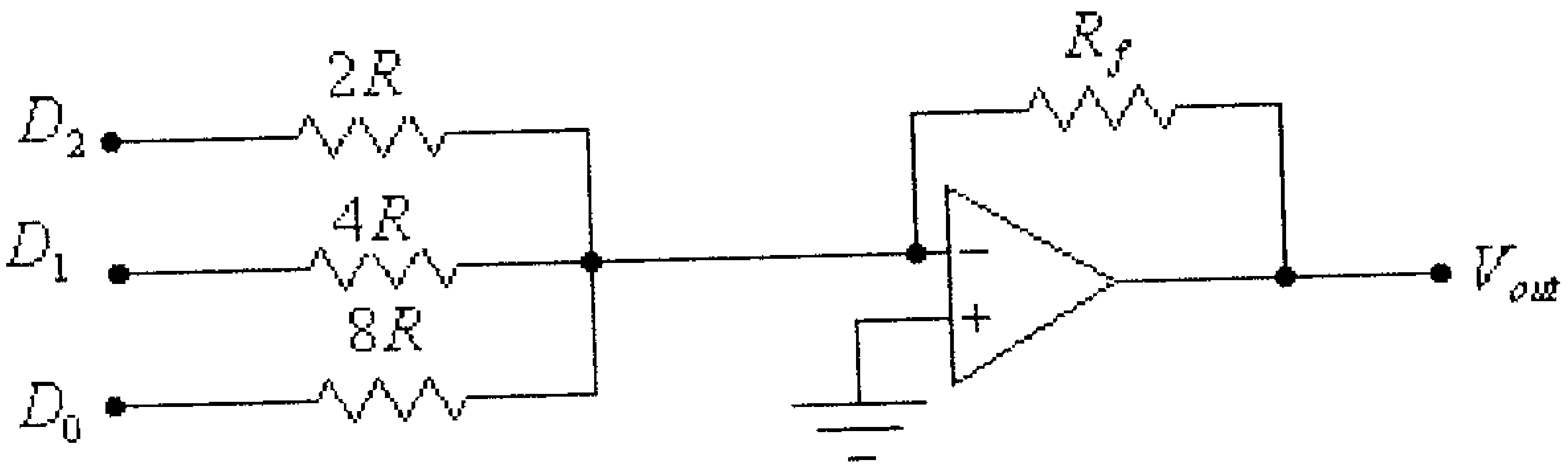
وهكذا وبهذه الطريقة فإن مخرج الدائرة سيكون أرقاماً ثنائية تتناسب قيمها مع قيمة النماذج المأخوذة من الإشارة التشابهية.

11.4 المحولات الرقمية التشابهية (Digital-to-analog Converters)

تُستخدم هذه المحولات لتحويل الإشارة الرقمية المأخوذة من الحاسوب مثلاً وتحويلها الى شكل تشابهي. فلسماع صوت من خلال سماعات الحاسوب لإشارة مخزنة بذاكرته لابد من تحويل هذه الإشارة الى شكلها التشابهي قبل تغذيتها الى سماعات الحاسوب.

سنتطرق الآن الى دائرتين من دوائر محولات الإشارات الرقمية الى إشارات تشابهية.

الشكل التالي يبين أولى هذه الدوائر والتي تسمى (binary-weighted input D/A converter).



شكل (13)

لاحظ أن هذه الدائرة هي دائرة مضخم جامع، التي تم شرحها في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.

في هذه الدائرة:

$$V_{out} = -(\frac{R_f}{8R}D_0 + \frac{R_f}{4R}D_1 + \frac{R_f}{2R}D_2)$$

فلو تم إختيار قيم المقاومات بحيث أن:

$$R_f = 8R$$

فإن الفولطية المخرجية ستكون:

$$V_{out} \quad (D_0 + 2D_1 + 4D_2)$$
$$-(2^0 xD_0 + 2^1 xD_1 + 2^2 xD_2)$$

فمثلاً لو كان مدخل هذه الدائرة الرقم الثنائي 100 ، فإن قيمة فولطيتها المخرجية ستكون:

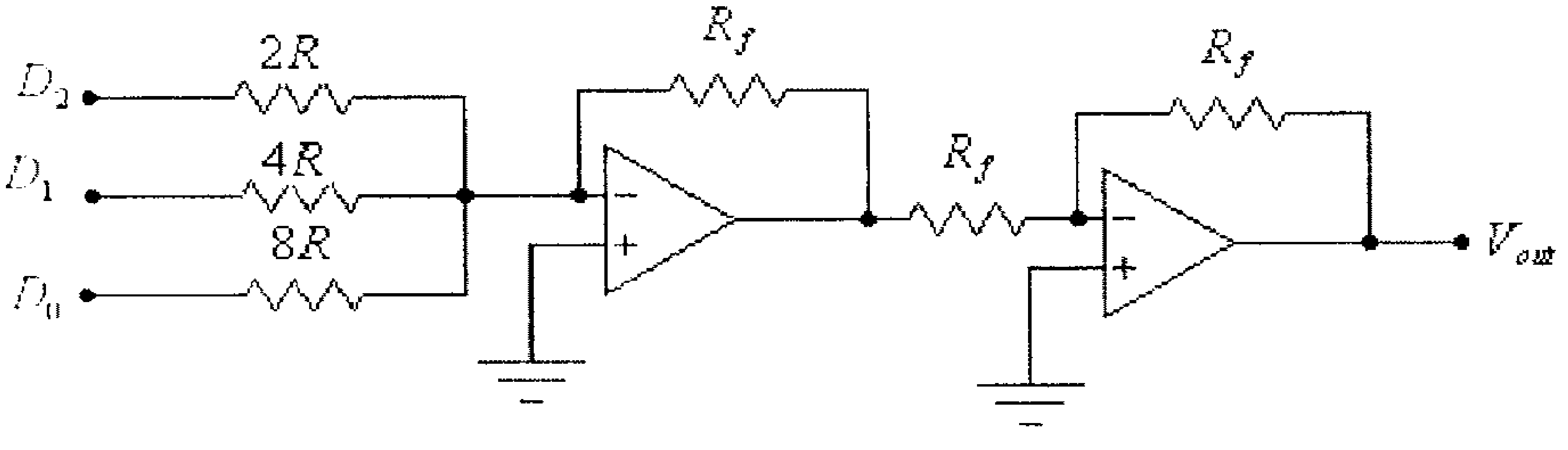
$$V_{out} = -(2^0 x0 + 2^1 x0 + 2^2 x1) = -4V$$

ولو كان مدخل هذه الدائرة الرقم الثنائي 101 ، فإن قيمة فولطيتها المخرجية ستكون:

$$V_{out} = -(2^0 x1 + 2^1 x0 + 2^2 x1) = -5V$$

وهكذا، أي أن مخرج هذه الدائرة سيكون جهداً تتناسب قيمته مع قيمة الإشارة الرقمية المدخلية.

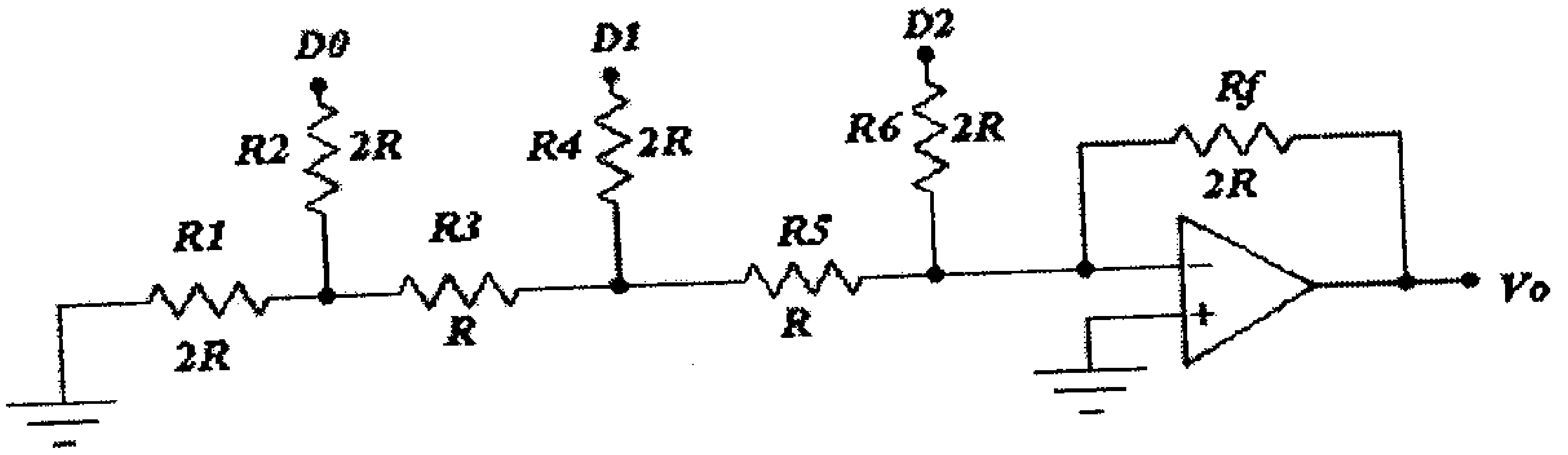
ولو أردنا الحصول على فولطية موجبة على مخرج هذه الدائرة فإننا نستطيع بسهولة إضافة مضخم عاكس معامل تضخيمه يساوي (−1)، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (14)

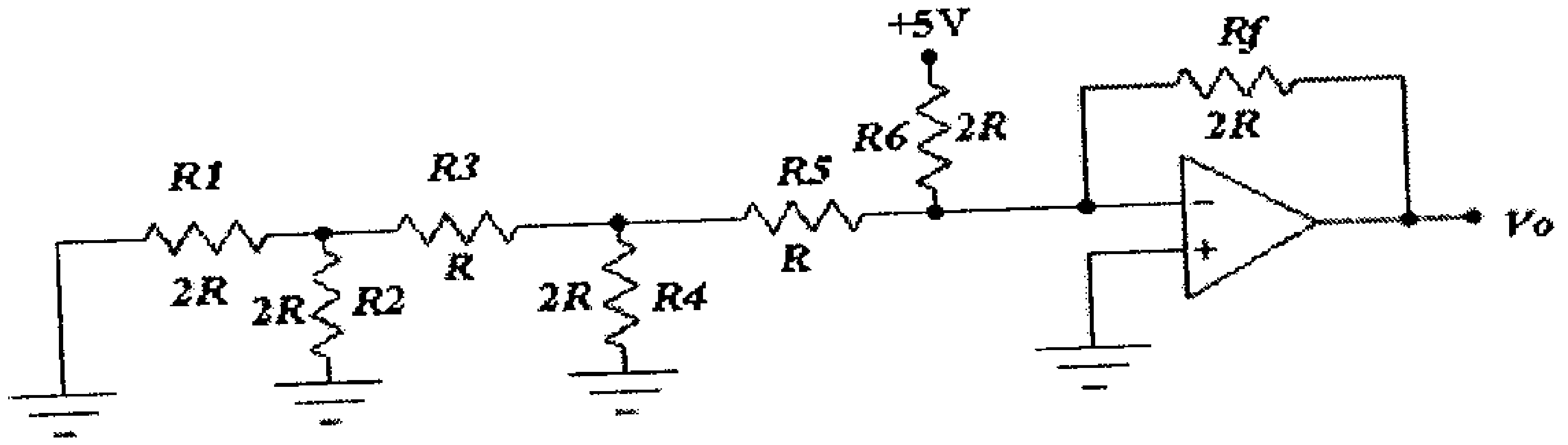
لاحظ أن الدائرة السابقة تتطلب وجود مقاومات بقيم محددة ، و هكذا قد يُسبب صعوبة ببناء هذه الدائرة.

الشكل التالي يبين دائرة محول رقمي تشابهي تستخدم مقاومات بقيمتين فقط، هما القيمتان R و $2R$.



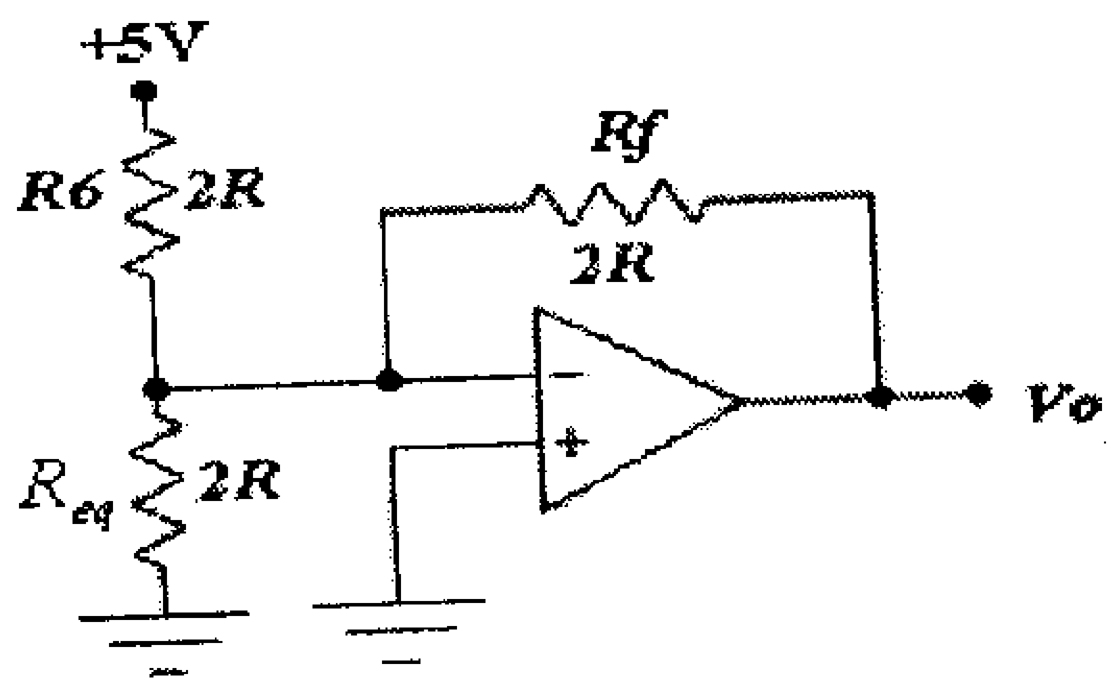
شكل (15)

ولبيان مبدأ عمل هذه الدائرة نفرض أن مدخلها الرقم الثنائي 100، في هذه الحالة وعلى إفتراض أن الرقم الثنائي (1) يعادل (+5V) والرقم الثنائي (0) يعادل (0V)، فإن الدائرة في هذه الحالة تصبح كما في الشكل التالي.



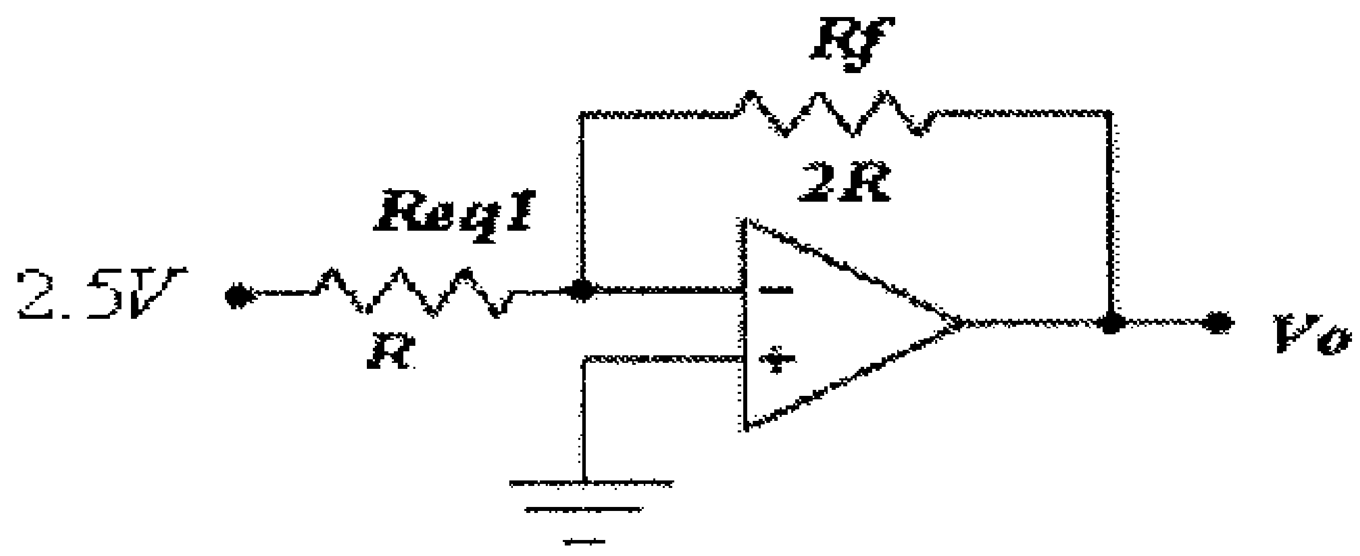
شكل (16)

في هذه الدائرة فإن المقاومة المكافئة للمقاومتين R_1 و R_2 هي R، والمقاومة المكافئة للمقاومات R_1 و R_2 و R_3 هي $2R$، والمقاومة المكافئة للمقاومات R_1 و R_2 و R_3 و R_4 هي R، والمقاومة المكافئة للمقاومات R_1 و R_2 و R_3 و R_4 و R_5 هي $2R$. وبالتالي فإن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (17)

لاحظ أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.

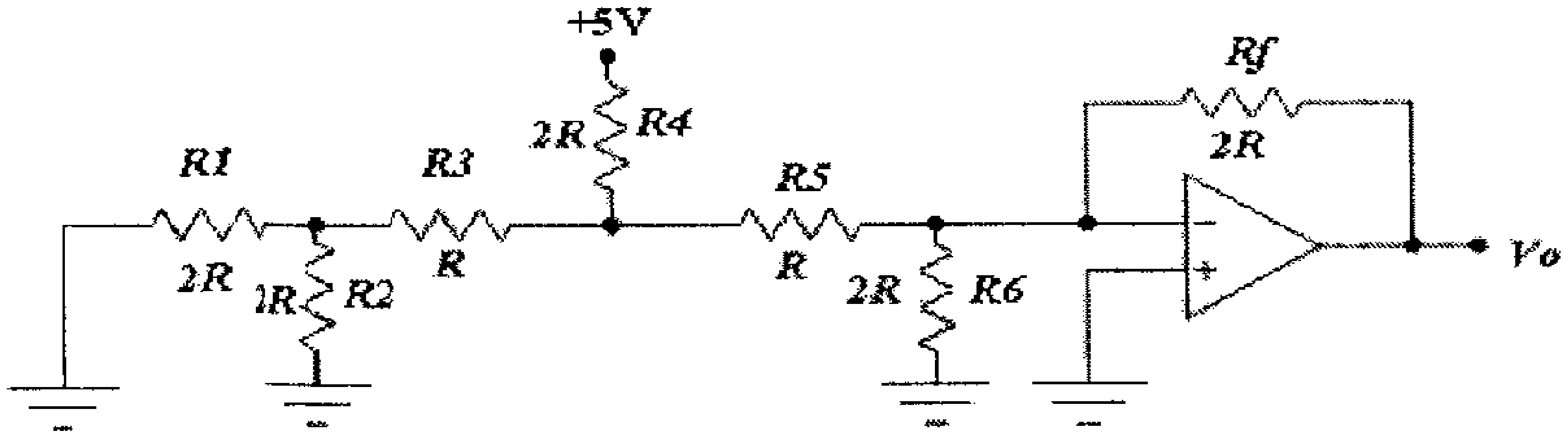


شكل (18)

وبالتالي إن:

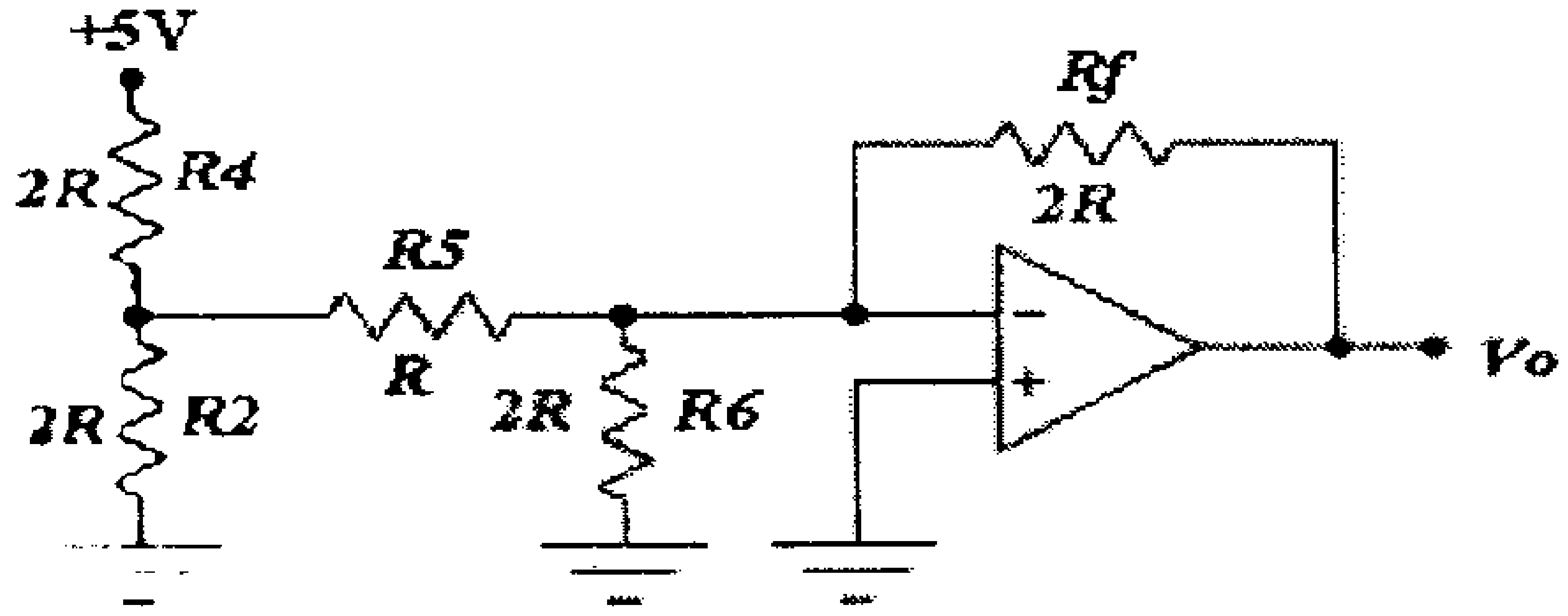
$$V_o = -\frac{R_f}{R_{eq1}} V_{in} = -\frac{2R}{R}(2.5V) = -5V$$

وإذا كان مدخل الدائرة الرقم الثنائي 010، فإن الدائرة المكافئة تكـون كما في الشكل التالي.



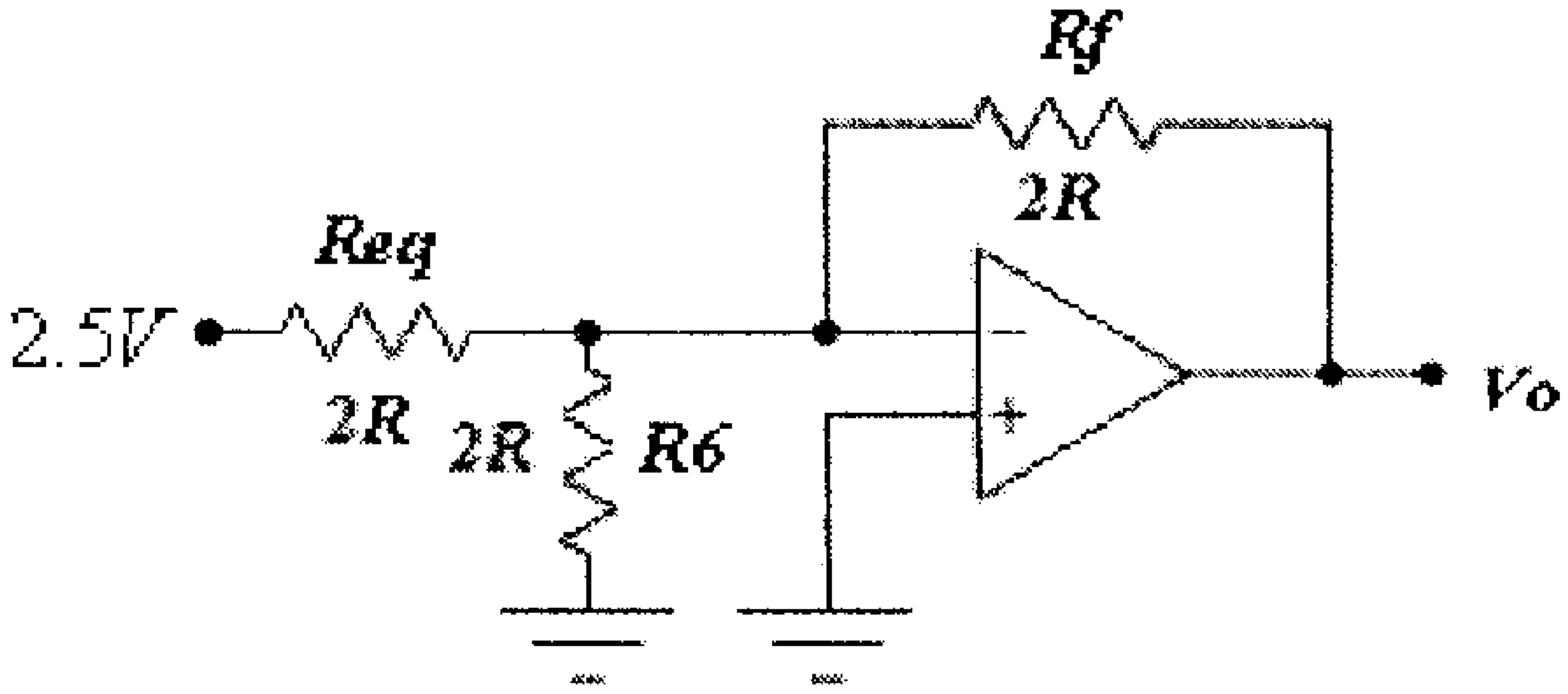
شكل (19)

لاحظ أن المقاومة المكافئة للمقاومات R_1 و R_2 و R_3 هي $2R$، وبالتالي تكون الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي.



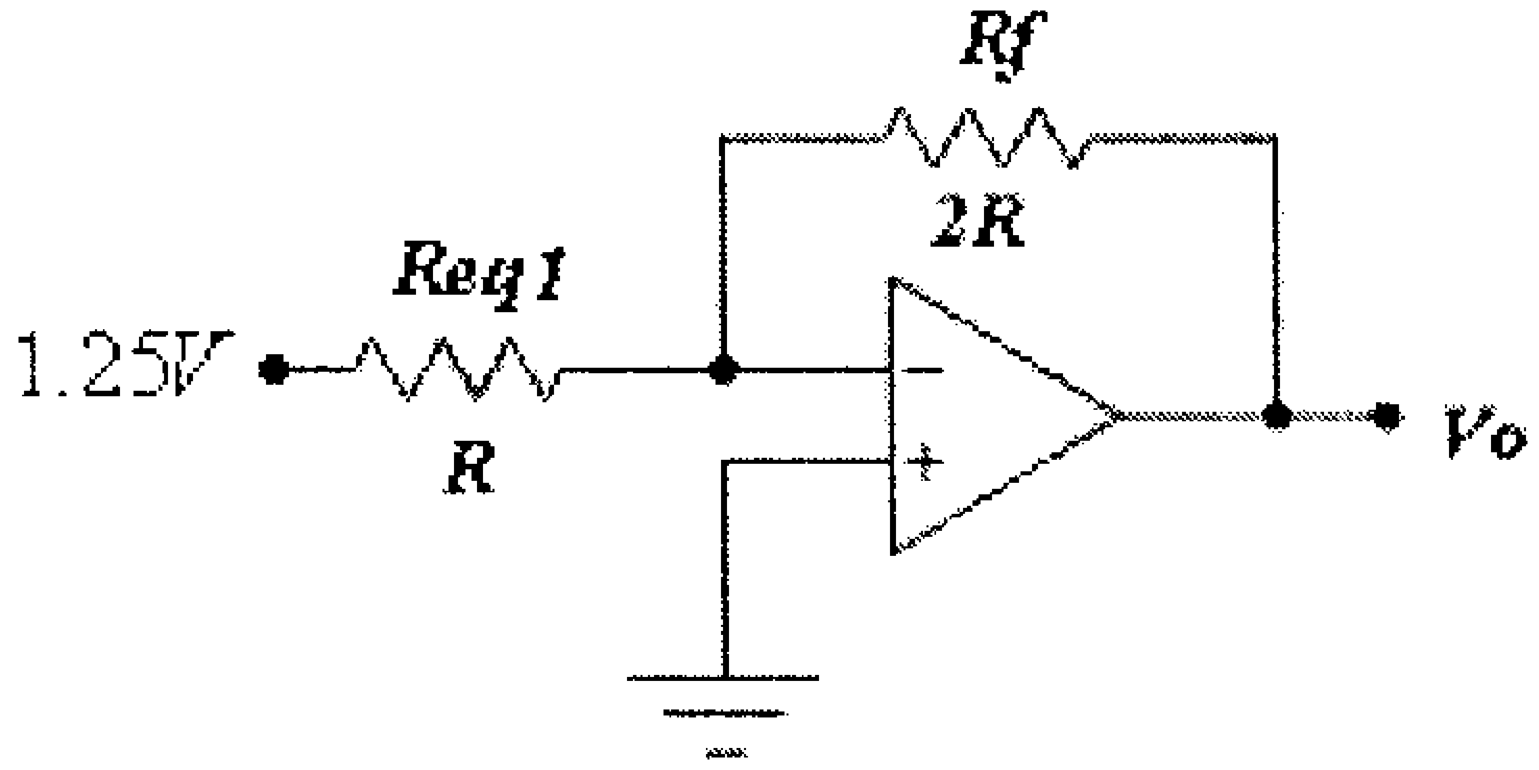
شكل (20)

والدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي:



شكل (21)

ويكمن تبسيط هذه الدائرة لتكون كما في الشكل التالي.



شكل (22)

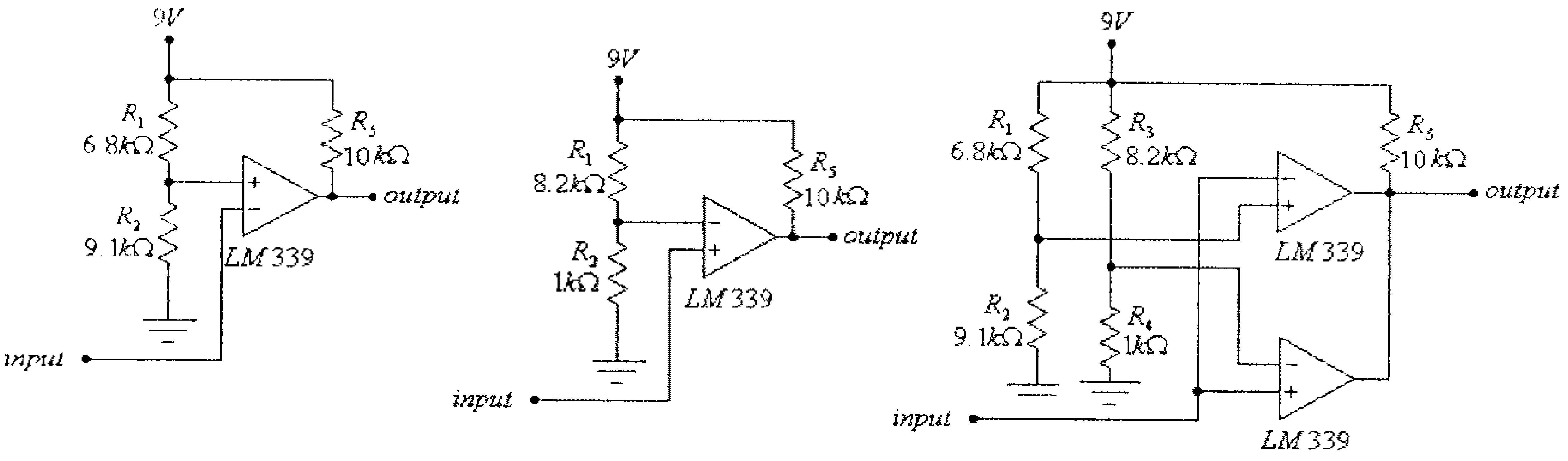
وبالتالي فإن:

$$V_O = -\frac{R_f}{R_{eq1}} V_{in} = -\frac{2R}{R}(1.25V) = -2.5V$$

مما سبق نستنتج أن مخرج هذه الدائرة سيكون جهداً تتناسب قيمته مع قيمة الإشارة الرقمية المدخلية.

11.5 تمارين

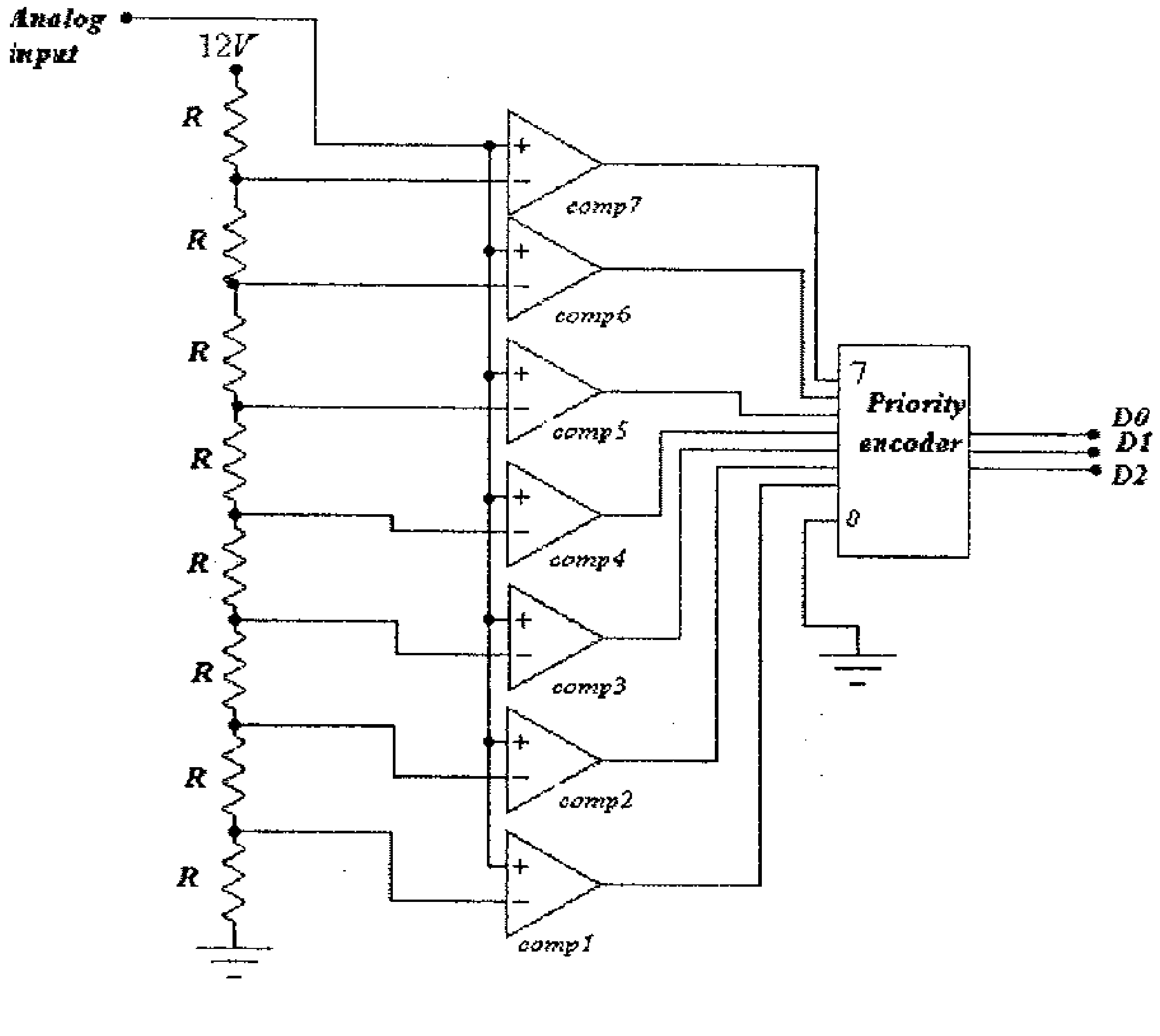
1) لكل من الدوائر التالية، أرسم الفولطية المخرجية إذا علمـــت أن الفولطيـــة المدخلية هي: $v_{in} = 6\sin(\omega t)$



(أ) (ب) (ج)

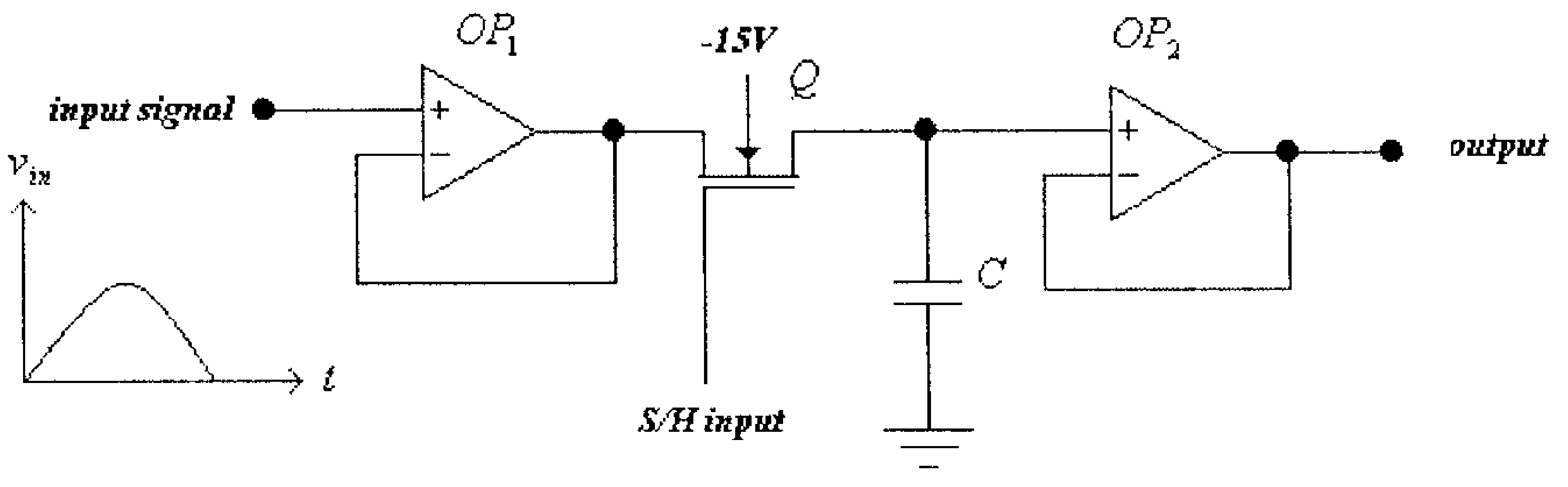
شكل (23)

2) لدائرة المحول التشابهي الرقمي التالية، أوجد قيمة المخـــرج الثنـــائي، إذا علمت أن فولطية المـــدخل تـــساوي: $1V$، $3V$، $6V$، $9V$، $10V$ و $12V$ على التوالي.



شكل (24)

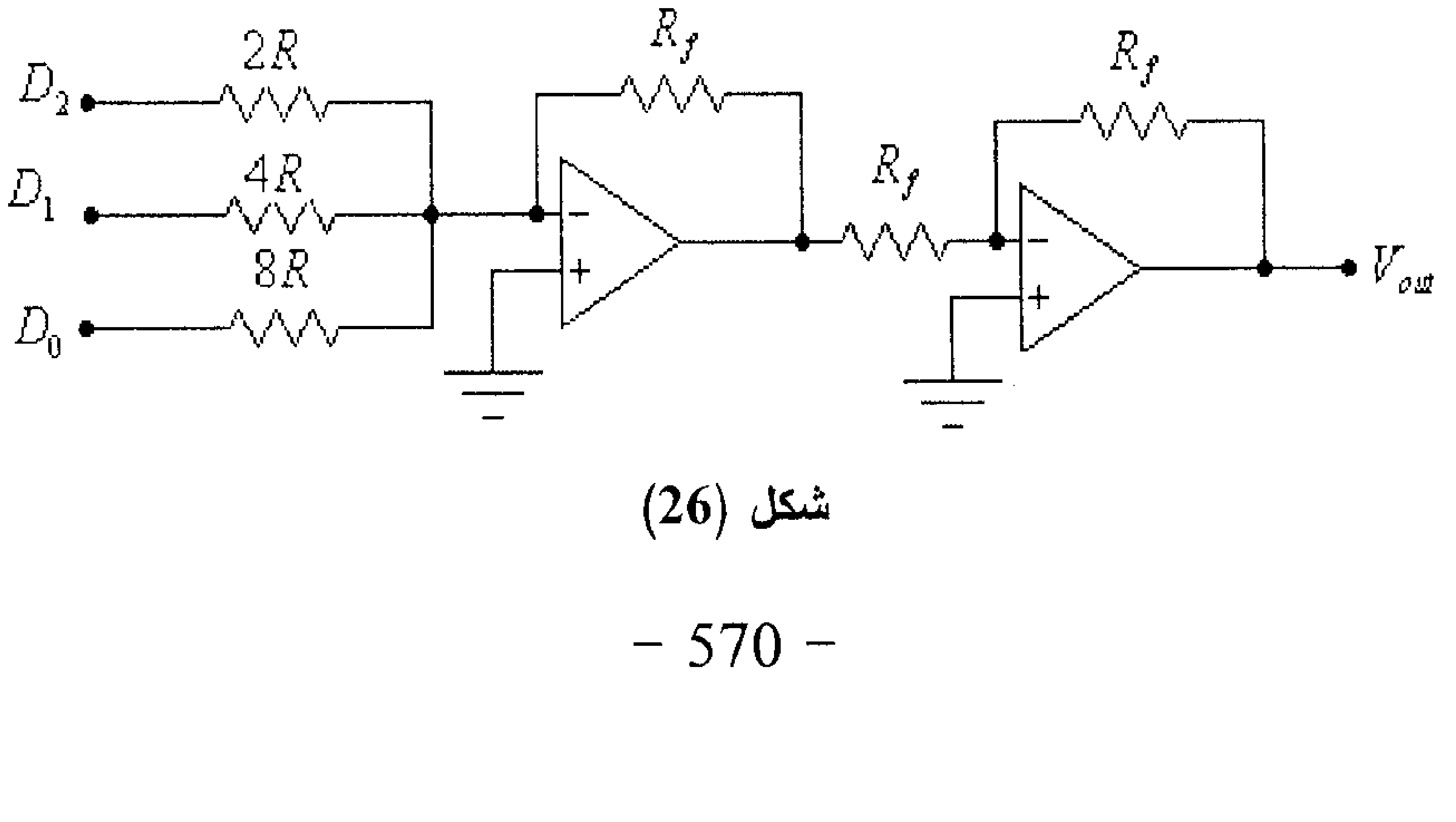
3) لدائرة النمذجة والمسك (sample and hold circuit) التالية، وإذا علمت أن الفولطية المدخلية جيبية الشكل، ترددها يساوي $1kHz$ وقيمتها القصوى تساوي $10V$، أوجد قيم النماذج المخرجية من هذه الدائرة إذا علمت أن نبضات التحكم بفتح الترانزيستور ترددها يساوي $20kHz$ ومتزامنة مع الفولطية المدخلية.



شكل (25)

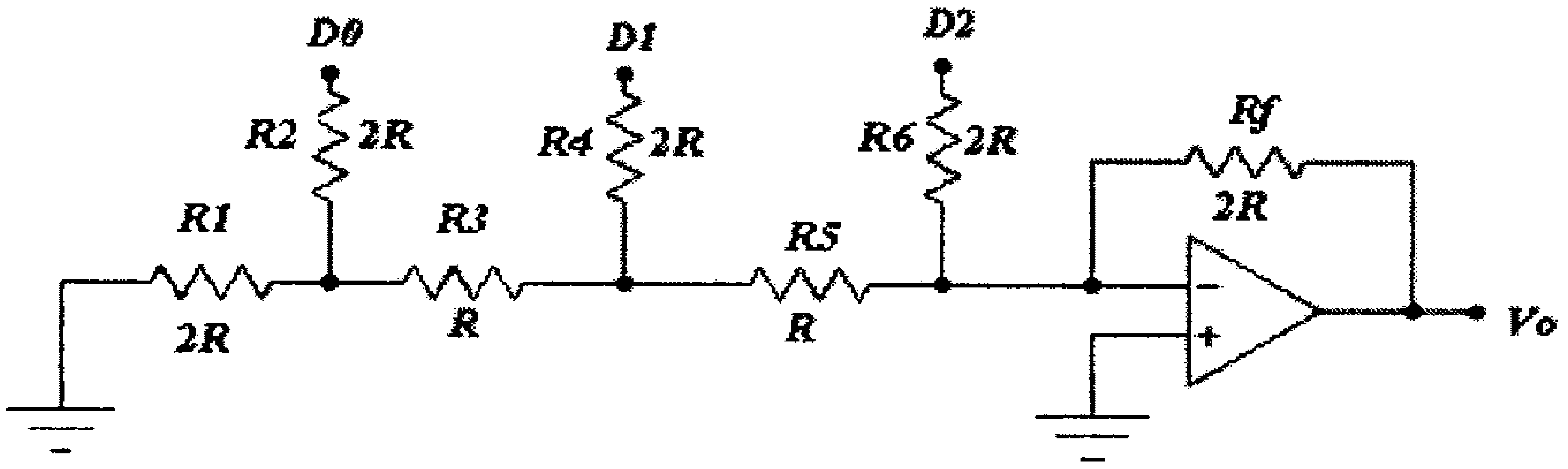
4) أوجد قيم المخرج الثنائي لدائرة المحول التشابهي الرقمي المبينة في السؤال الثاني إذا علمت أن النماذج التي تم الحصول عليها من دائرة النمذجة والمسك المبينة في السؤال السابق قد تم تغذيتها الى تلك الدائرة.

5) لدائرة المحول الرقمي التشابهي التالية أوجد قيمة الفولطية المخرجية، أذا علمت أن مدخل هذه الدائرة هي الأرقام الثنائية: 001، 010، 011، 100، 101، 110، 111، على التوالي. (أفرض أن المدخل الثنائي 1 يعادل $1V$، وأن المدخل الثنائي 0 يعادل $0V$).



شكل (26)

6) لدائرة المحول الرقمي التشابهي التالية أوجد قيمة الفولطية المخرجيـــة، أذا علمت أن مدخل هذه الدائرة هي الأرقام الثنائية: 001، 010، 011، 100، 101، 110، 111، على التوالي. (أفرض أن المدخل الثنـــائي 1 يعـــادل $5V$، وأن المدخل الثنائي 0 يعادل $0V$).



شكل (27)

الوحدة الثانية عشرة

دوائر التغذية

POWER SUPPLY CIRCUITS

الوحدة الثانية عشرة

دوائر التغذية

12.1 مدخل

من البديهي أنه وحتى تعمل أي دائرة الكترونية فإنه يلزم مصدر واحد أو أكثر لتغذية هذه الدائرة بالطاقة الكهربائية.

معظم الدوائر الالكترونية يتم تغذيتها بفولطيات مستمرة وبقيم ثابتة مثل $3V$, $5V$, $6V$, $9V$, $12V$ و $18V$. ويمكن الحصول على فولطيات التغذية هذه من خلال دوائر التغذية التي يتم تغذيتها عادة من الشبكة الكهربائية المنزلية أو من بطاريات.

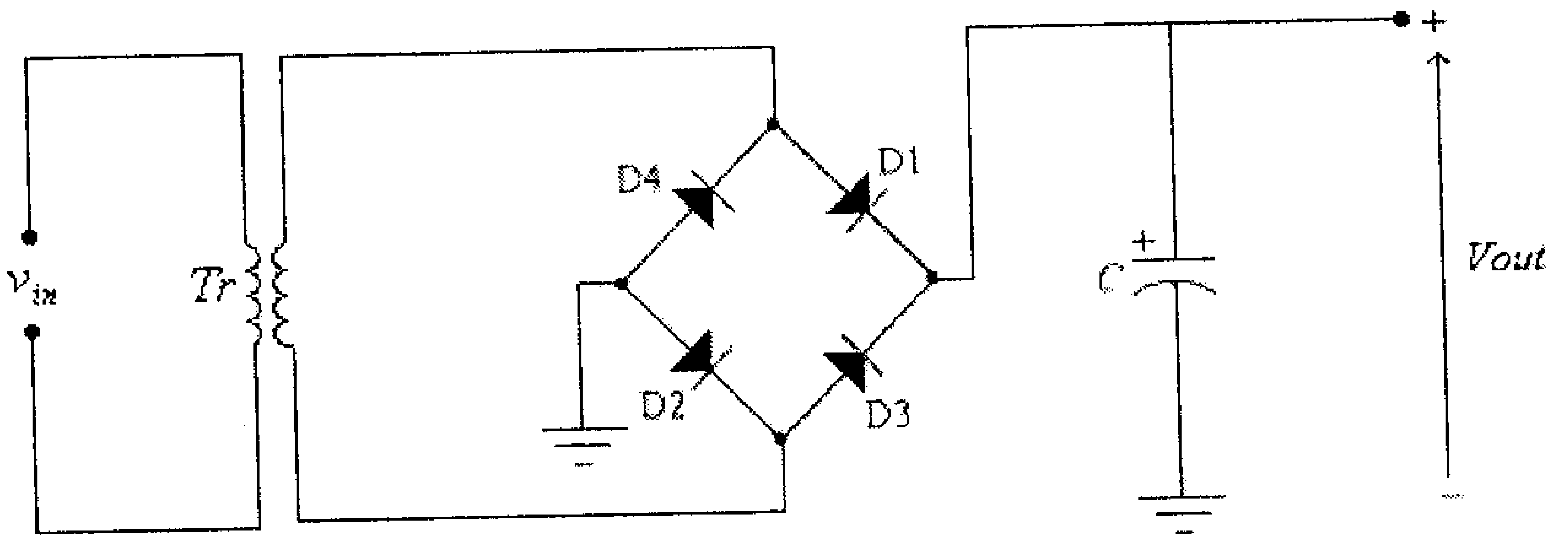
ولمّا كانت فولطية الشبكة الكهربائية مترددة وبقيم عالية (230V)، فيمكن تلخيص مهام دوائر التغذية بما يلي:

- تخفيض قيم فولطية الشبكة الكهربائية الى القيم المناسبة لتغذية الدوائر الالكترونية المختلفة.
- تحويل فولطية الشبكة الكهربائية المترددة الى فولطية مستمرة، وذلك باستخدام دوائر التقويم المختلفة.
- تنظيم الفولطية المخرجية وجعلها ثابتة القيمة ولا تتأثر بتغير فولطية الشبكة الكهربائية أو بتغير مقدار الحمل الكهربائي الموصول مع دائرة التغذية.
- حماية الدوائر الالكترونية، المُراد تغذيتها، من الفولطيات العالية التي قد تنتج في الشبكة الكهربائية وكذلك من بعض الأعطال التي قد تنتج في دائرة التغذية.

- عزل الدائرة الالكترونية التي تتغذى بفولطيات منخفضة عن الشبكة الكهربائية ذات الفولطيات المرتفعة.
- في هذه الوحدة سنتناول بعض دوائر التغذية التي تُستخدم لتغذية الدوائر الالكترونية المختلفة.

12.2 دوائر التغذية البسيطة

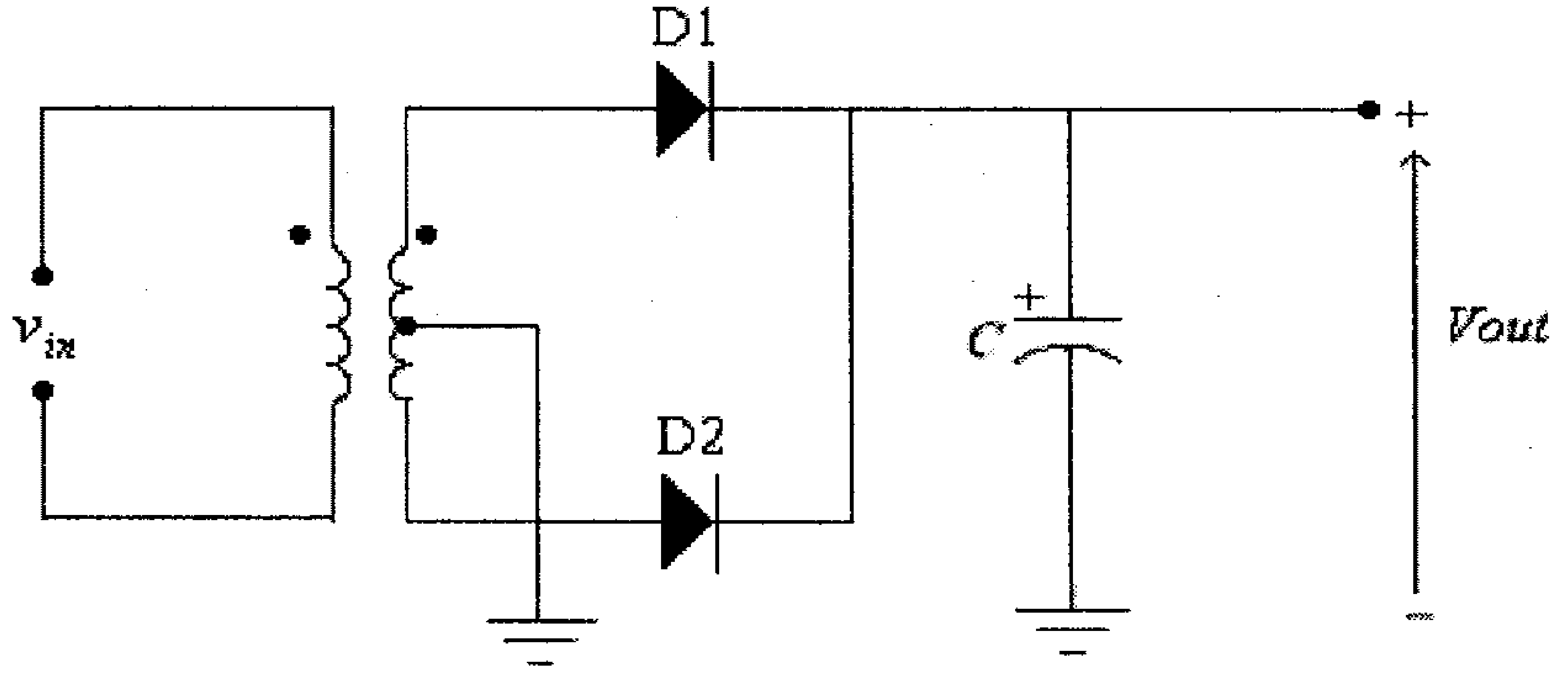
الشكل التالي يبين دائرة تغذية بسيطة يمكن إستخدامها لإنتاج فولطية مستمرة موجبة لتغذية بعض الدوائر الالكترونية.



شكل (1)

في هذه الدائرة يقوم المحول Tr بتخفيض فولطية الشبكة الكهربائية v_{in} الى قيمة مناسبة لإنتاج الفولطية المخرجية، وكذلك يؤدي هذا المحول دور عزل الشبكة الكهربائية عن باقي أجزاء دائرة التغذية والدائرة الالكترونية المُراد تغذيتها. أما دائرة التقويم والمُكونة من الديودات D_1, D_2, D_3 و D_4 فتعمل على تقويم التيار المخرجي للمحول وتحويله الى تيار مستمر. ويقوم المكثف C بدوره بتنعيم الفولطية المخرجية والتخلص من التموجات (ripple) الناتجة في الفولطية المخرجية لهذه الدائرة.

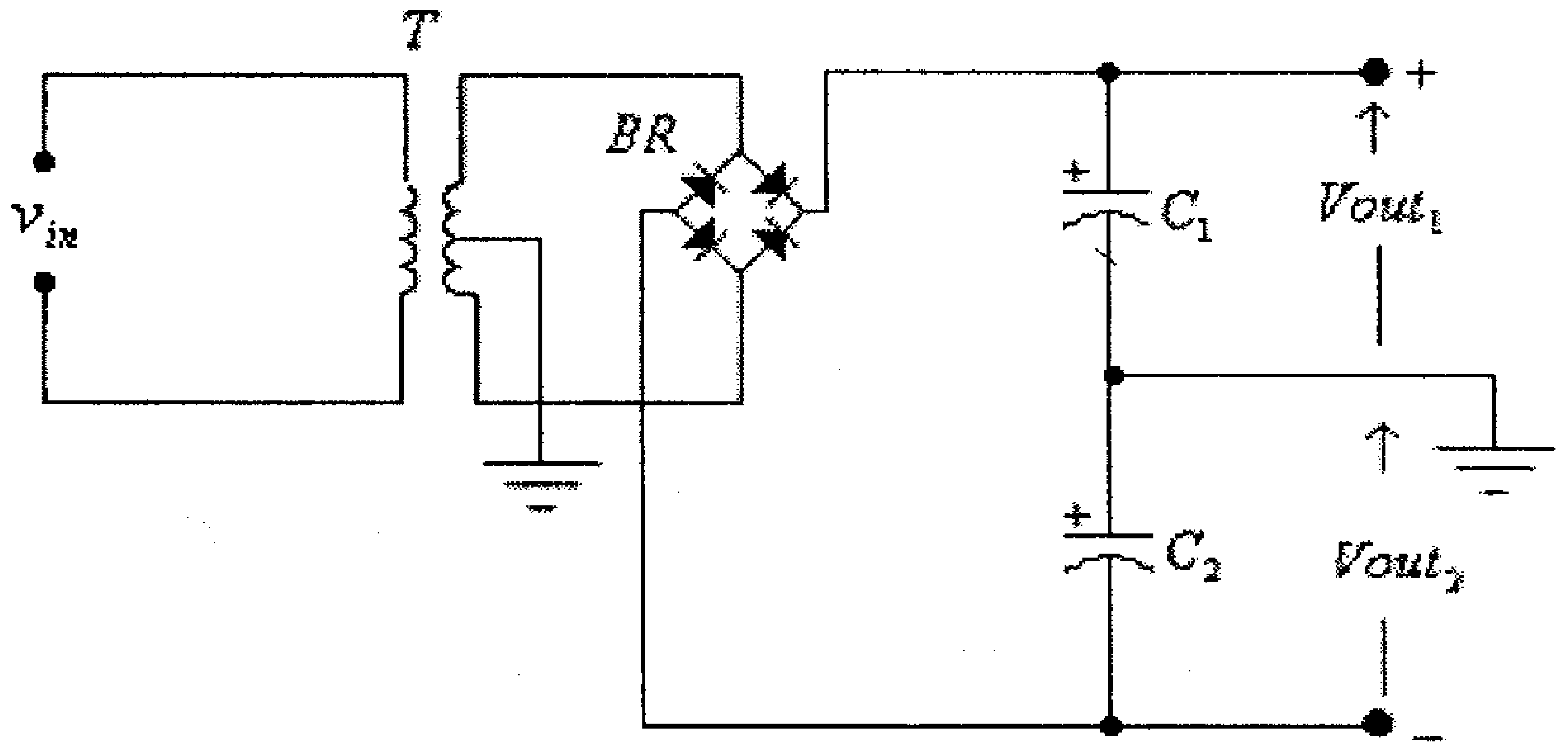
وفي حال إستخدام محول بمخرج وسطي (center-tapped transformer) فيمكن إستخدام الدائرة المبينه في الشكل التالي.



شكل (2)

لاحظ أنه يُمكن عكس إتجاه جميع الديودات في الدائرتين السابقتين للحصول على فولطية مخرجية سالبة.

وللحصول على فولطيتين مخرجيتين إحداهما سالبة والأُخرى موجبة، مثلاً لتغذية بعض دوائر مضخمات العمليات، فيُمكن إستخدام الدائرة المبينة بالشكل التالي.

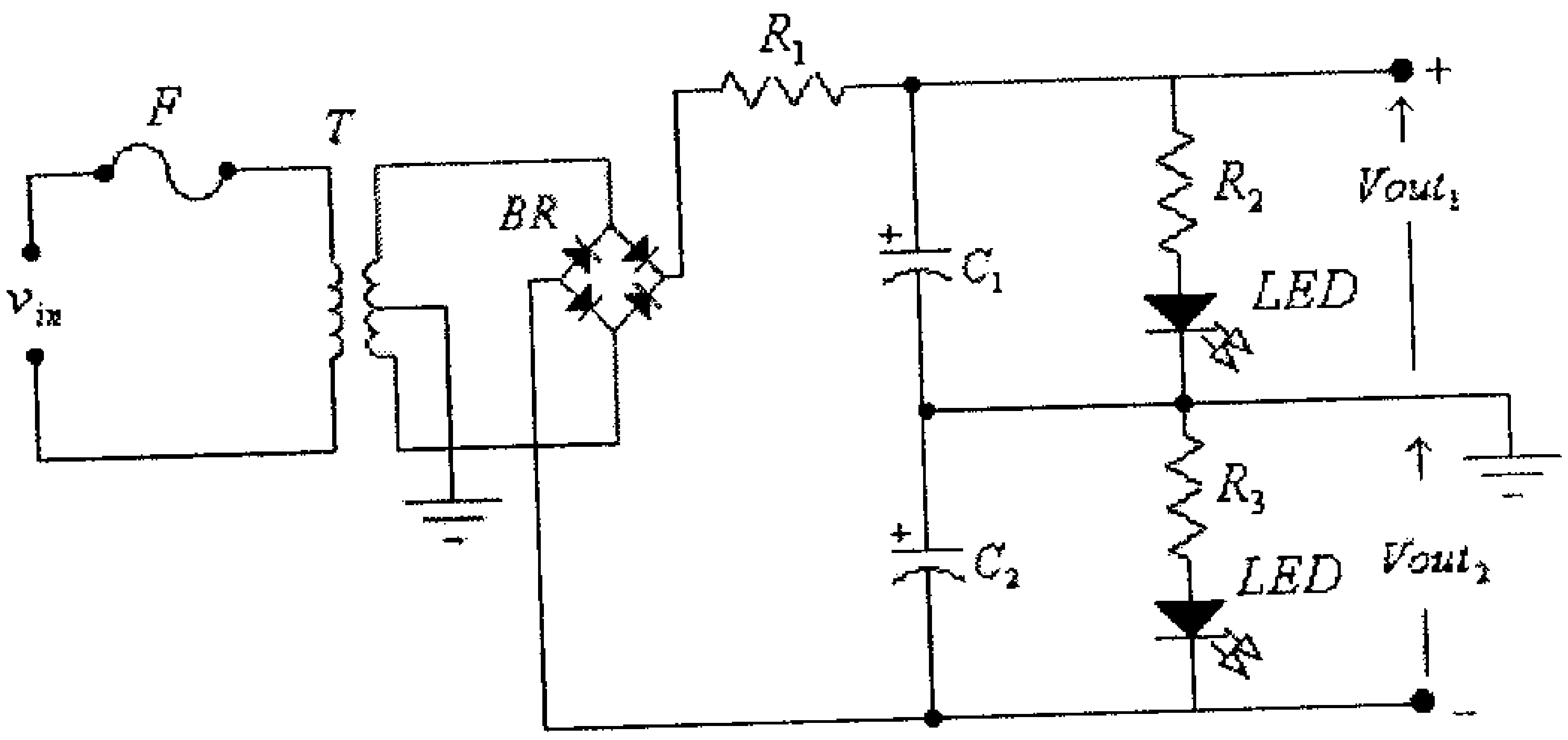


شكل (3)

ويمكن إدخال بعض العناصر الإضافية لتحسين أداء جميع الدوائر السابقة، مثل:

- إضافة مصهر (fuse)، F ، على مدخل هذه الدوائر وذلك للحماية من بعض الأعطال المحتملة مثل تعطل المحول ، بحدوث دارة قصر (short circuit) بين ملفاته الإبتدائية أو الثانوية أو تعطل أحد ديودات دائرة التقويم BR أو تعطل المكثف C أو التحميل الزائد (overload).
- إضافة مقاومة صغيرة لحماية دائرة التقويم BR من التيار العالي لحظة تطبيق الفولطية المدخلية للدائرة ، وذلك أنه وعند بداية تشغيل الدائرة، ولكون مكثف التنعيم مفرغاً، فإن هذا المكثف يشكل ما يشبه دارة قصر (short circuit).
- إضافة ديود إنبعاث ضوئي LED ، وذلك للدلالة على وجود الفولطية المخرجية.

الدائرة التالية تحوي جميع الإضافات التي ذُكرت سابقاً.



شكل (4)

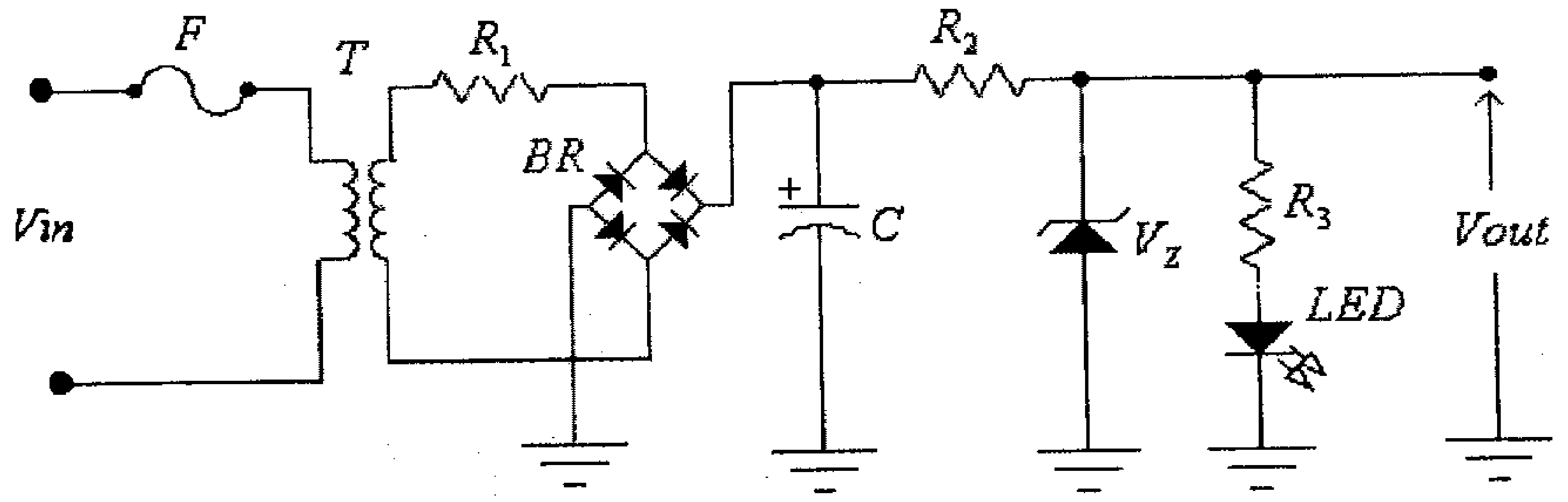
يُمكنك الرجوع الى الوحدة الثانية من الجزء الأول من هذا الكتاب لإستكمال دراسة الدوائر السابقة جميعها.

12.3 تثبيت الفولطية المخرجية.

يُمكن ملاحظة أن الفولطية المخرجية لجميع الدوائر السابقة لن تكون ثابتة بل ستتغير بتغير فولطية الشبكة الكهربائية ومقدار تيار الحمل (الدائرة الالكترونية التي سيتم تغذيتها).

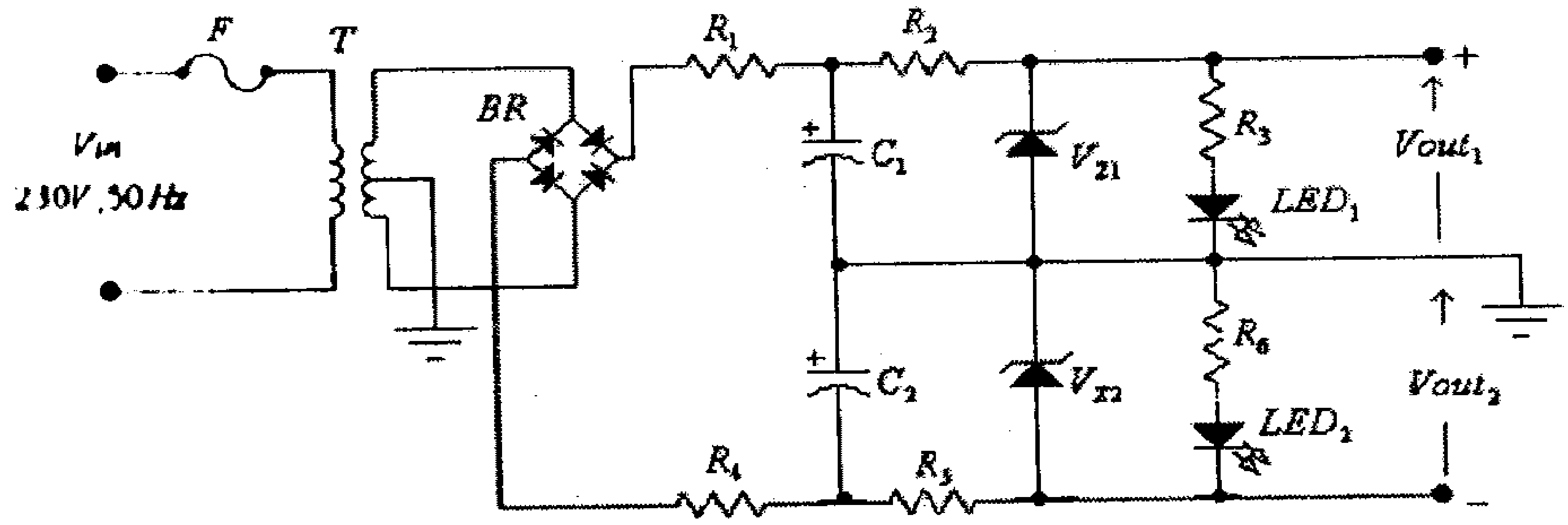
يُمكن إستخدام ثنائي الزنر لجعل الفولطية المخرجية لدائرة التغذية ثابتة ولا تتغير بتغير فولطية الشبكة الكهربائية أو بتغير تيار الحمل.

الشكل التالي يبين دائرة تغذية لإنتاج فولطية موجبة يُستخدم فيها ثنائي الزنر لتثبيت الفولطية المخرجية.



شكل (5)

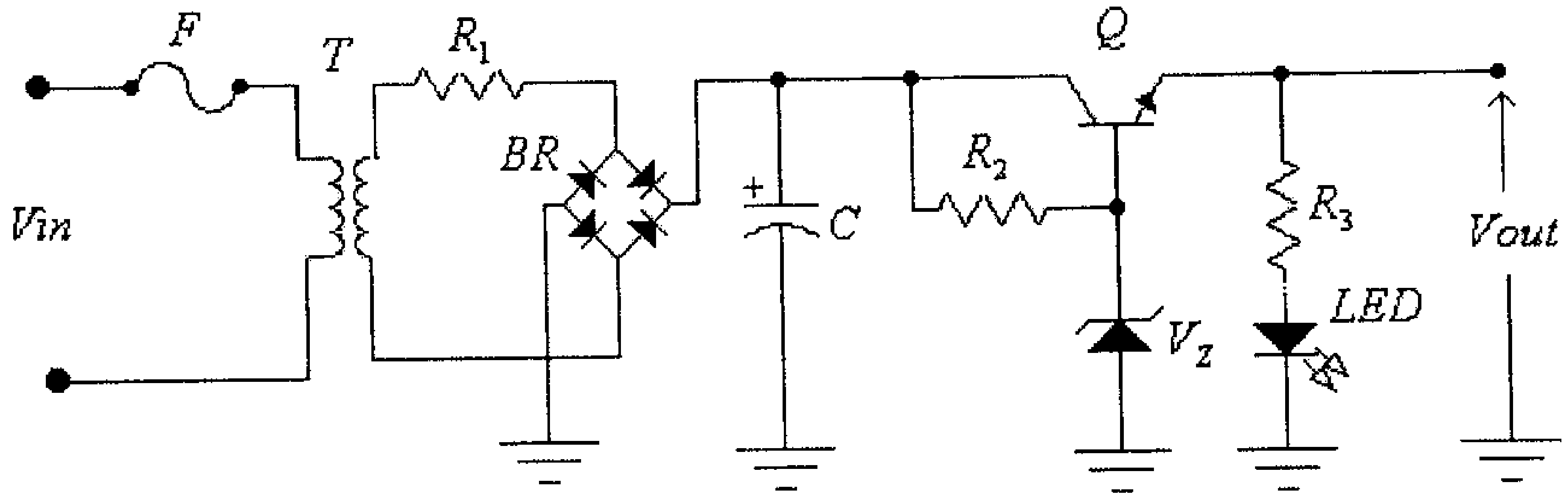
والشكل التالي يبين دائرة للحصول على فولطيتين مخرجيتين ثابتتين أحداهما سالبة والأُخرى موجبة باستخدام ثنائي الزنر.



شكل (6)

ويمكنك كذلك الرجوع الى الوحدة الثانية من الجــزء الأول مــن هــذا الكتاب لإستكمال دراسة هاتين الدائرتين.

وفي حال كون تيار الحمل كبيراً فيمكن إضـــافة ترانزيـــستور ثنـــائي القطبية موصول بدائرة المُجمِّع المشترك (common-collector)، وذلك كمـــا في الشكل التالي.



شكل (7)

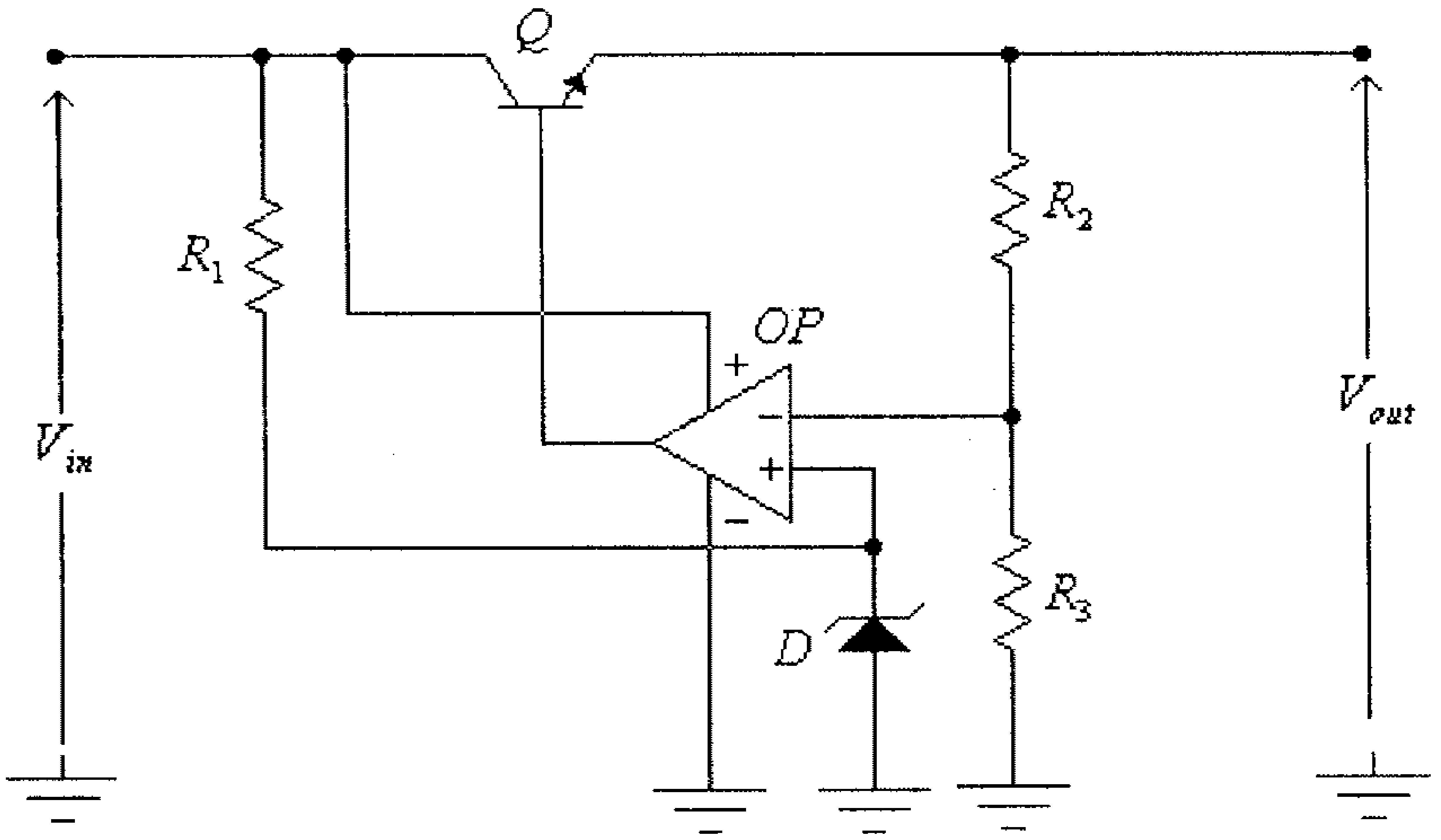
ويمكنك الرجوع الى الوحدة الثالثة من الجزء الأول من هـــذا الكتـــاب لإستكمال دراسة مثل هذه الدائرة.

12.4 تثبيت الفولطية باستخدام التغذية الراجعة السالبة.

كنا قد درسنا مبدأ التغذية الراجعة السالبة في الوحدة التاسعة مـــن هـــذا الكتاب، وبينّا كيف يُمكن إستخدامها في دوائر التضخيم.

ويُمكن إستخدام مبدأ التغذية الراجعة الـــسالبة (negative feedback) بدوائر التغذية وذلك بهدف إبقاء الفولطية المخرجية ثابتةً بالرغم من تغير تيـــار الحمل أو تغير الفولطية المدخلية لدائرة التغذية.

الشكل التالي يُبين دائرة تغذية يتم فيهـــا تثبيـــت الفولطيـــة المخرجيـــة باستخدام مبدأ التغذية الراجعة السالبة.



شكل (8)

تتكون هذه الدائرة من الأجزاء التالية:

- مقسم الجهد (voltage divider) المُكون من المقـــاومتين R_2 و R_3. وهدفه هو إنتاج جهد، على المدخل العاكس لمضخم العمليـــات، قيمتـــه تتناسب طردياً مع الفولطية المخرجية للدائرة، أي أن:

$$V^- = V_{R3} = \frac{R_3}{R_2 + R_3}.V_{out}$$

- ثنائي الزنر D، وهدفه إنتاج جهد مرجعي ثابت علـــى المـــدخل غيـــر العاكس لمضخم العمليات، أي أن:

$$V^+ = V_Z$$

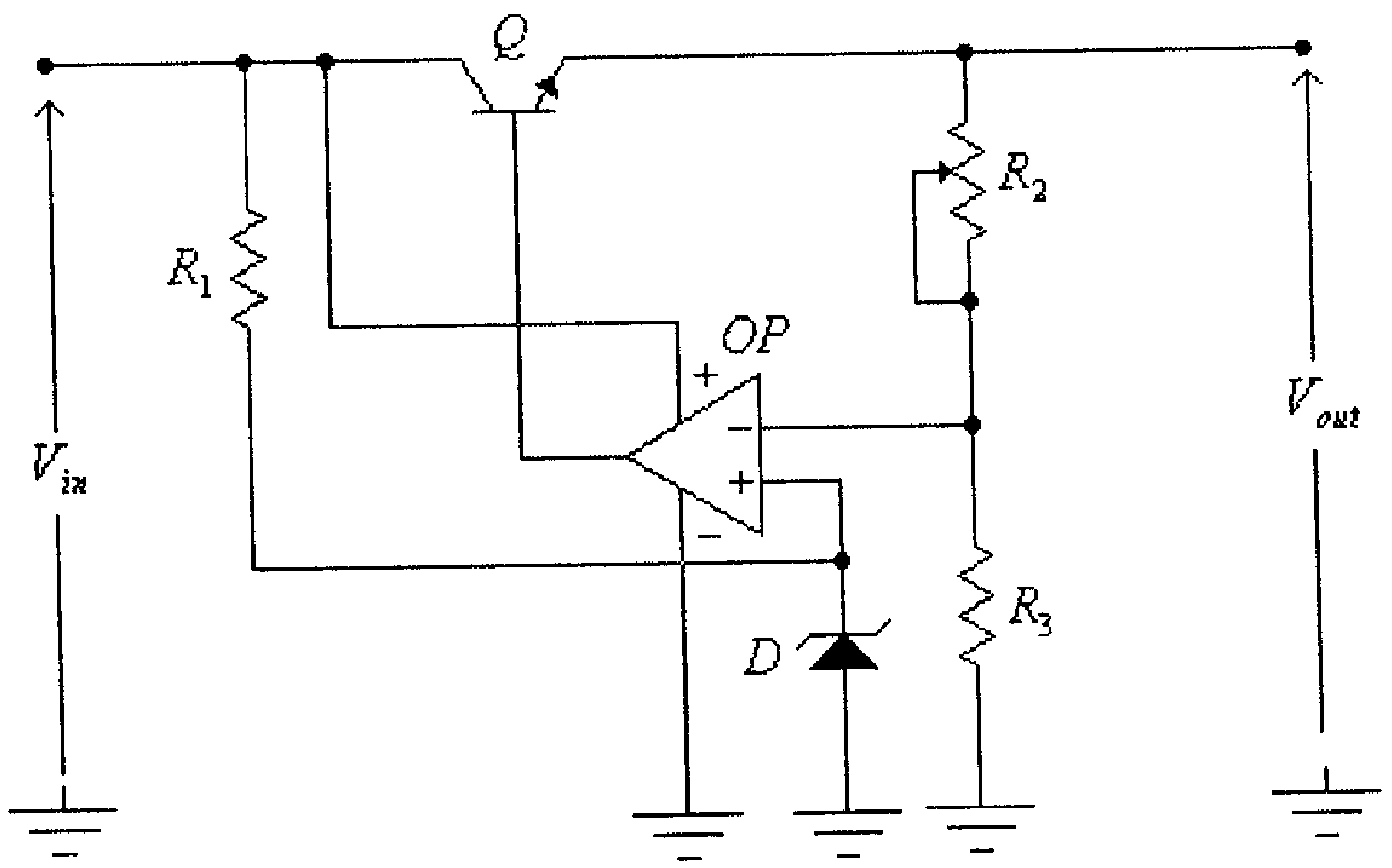
- مضخم العمليات (OP)، ويقوم بمقارنة الجهد V_{R3} (والذي هو جزء من الفولطية المخرجية) مع الجهد المرجعي V_Z، ويقـــوم بإنتـــاج فولطيـــة مخرجية تُغذي قاعدة الترانزيستور Q، ليتم تغيير فـــرق الجهـــد بـــين المجمع والباعث (V_{CE}) للترانزيستور بحيث تبقى الفولطية المخرجيـــة للدائرة (V_{out}) ثابتة، لاحظ أن:

$V_{out} = V_{in} - V_{CE}$

- المقاومة R_1 وهدفها تحديد قيمة تيار ثنائي الزنر.

ملاحظات على عمل هذه الدائرة:

1- يُمكن التحكم بقيمة الفولطية المخرجية لهذه الدائرة باستبدال إحدى المقاومتين R_2 و R_3 والمُشكلتين لمجزء الفولطية بمقاومة متغيرة، وذلك كما في الشكل التالي.



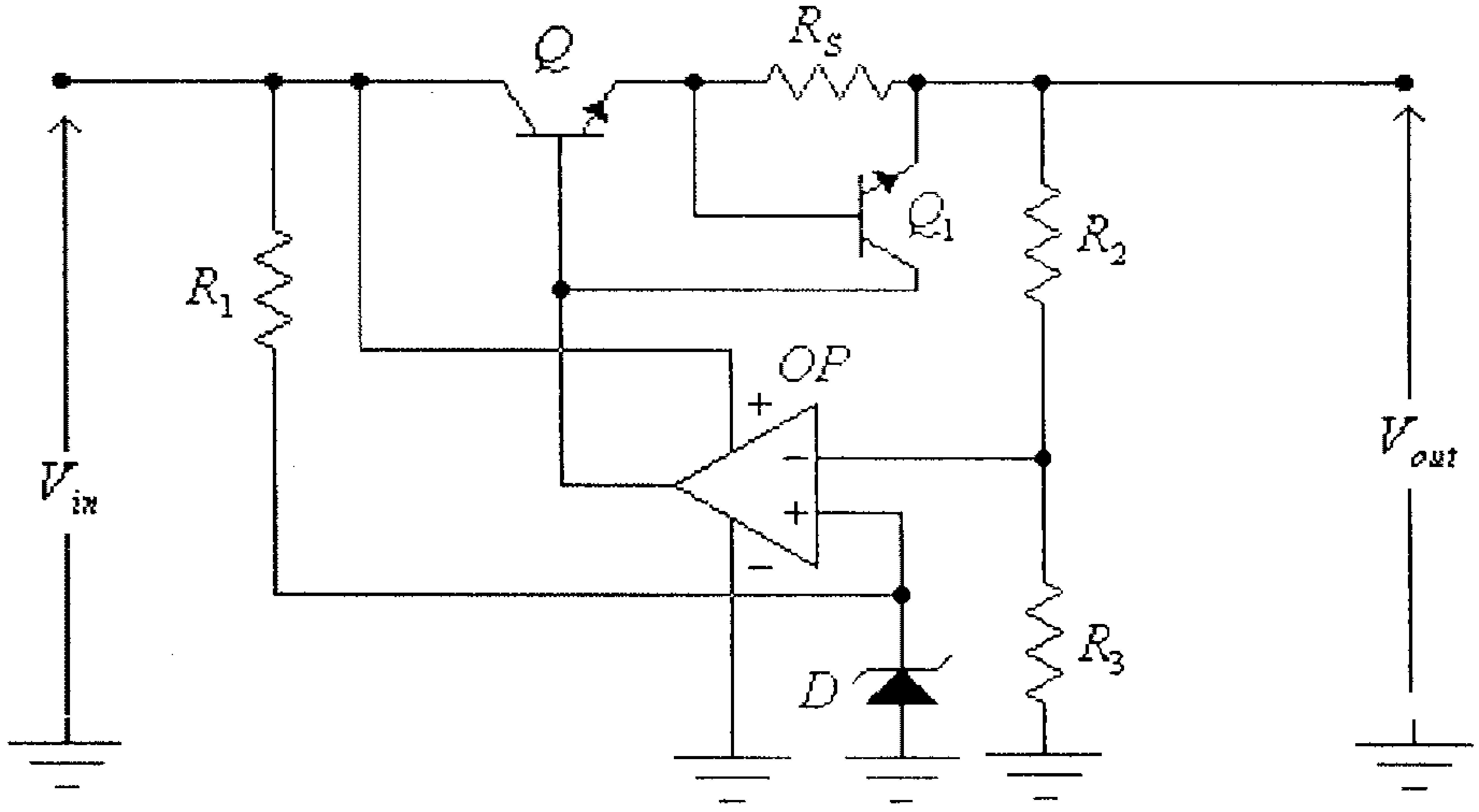
شكل (9)

2- لاحظ أن مضخم العمليات وكذلك ثنائي الزنر يتم تغذيتهما من مدخل هذه الدائرة وليس من مخرجها (بالرغم من ثبات فولطية المخرج وعدم ثبات فولطية المدخل)، وسبب ذلك أنه لو تمت تغذية مضخم العمليات وثنائي الزنر من مخرج هذه الدائرة فإن الدائرة لن تعمل بسبب عدم إمكانية ظهور الفولطية المخرجية للدائرة قبل تغذية مضخم العمليات وثنائي الزنر.

12.5 الحماية من التحميل الزائد (الحماية من التيارات المخرجية العالية)

يُمكن إدخال بعض التحسينات البسيطة على دائرة تثبيت الفولطية المخرجية باستخدام التغذية الراجعة السالبة، والتي شُرحت سابقاً، وذلك بهدف حماية دائرة التغذية من التحميل الزائد (overload)، أو الحماية من التيارات المخرجية العالية (overcurrent) أو حتى لحماية دائرة التغذية عند وجود دارة قصر (short circuit) على مخرجها.

الشكل التالي يُبين دائرة تثبيت الفولطية المخرجية مع الحماية من التيارات العالية وتيارات القصر.



شكل (10)

هذه الدائرة تشبه دائرة تثبيت الفولطية المخرجية باستخدام التغذية الراجعة السالبة ،والتي تم شرحها سابقاً، مع إضافة كل من المقاومة R_S والترانزيستور Q_1.

المقاومة R_S، وقيمتها قليلة عادةً، وتُستخدم لتحسس قيمة التيار المخرجي للدائرة. لاحظ أن فرق الجهد بين طرفي هذه المقاومة، والذي هو

بنفس الوقت فرق الجهد بين القاعدة والباعث للترانزيستور Q_1، يتناسب تناسباً طردياً مع التيار المخرجي للدائرة.

عند زيادة قيمة التيار المخرجي للدائرة تزداد قيمة فرق الجهد بين طرفي المقاومة R_S، وعند وصول فرق الجهد هذا الى قيمة كافية (أي الى حوالي $0.7V$) يصبح الترانزيستور Q_1 بوضع on مما يؤدي الى مرور التيار المخرجي لمضخم العمليات من خلال الترانزيستور Q_1 وبالتالي تتوقف تغذية تيار القاعدة للترانزيستور Q ويُصبح هذا الترانزيستور بوضع off وتصبح قيمة الفولطية المخرجية تساوي صفراً.

ومما يجب ذكره أن هناك بعض الدارات المتكاملة التي تعمل بنفس هذا المبدأ وتركيبها الداخلي يشبه تركيب الدائرة السابقة، ومن أشهر هذه الدارات الدارة الالكترونية 723 والتي تُستخدم كثيراً في بناء دوائر التغذية.

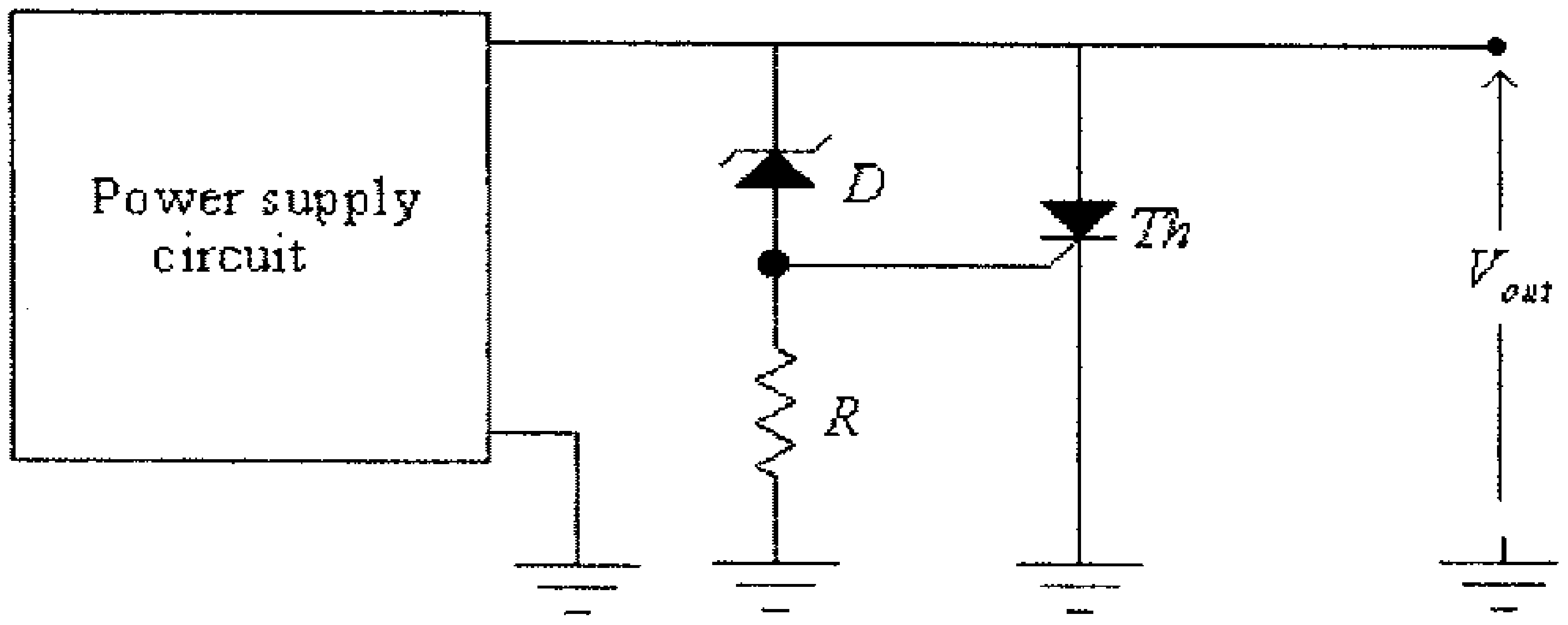
12.6 الحماية من الفولطية المخرجية العالية.

بعض الأعطال التي قد تحدث بدوائر التغذية تؤدي الى ظهور فولطية مخرجية مرتفعة قد تؤدي الى تعطل الدائرة أو الدوائر الالكترونية التي تتغذى من دائرة التغذية هذه.

فبالعودة الى دائرة التغذية المبينه في الشكل السابق تلاحظ، مثلاً، أنه وعند تعطل الترانزيستور Q، كحصول دارة قصر بين المجمع والباعث لهذا الترانزيستور، فإن الفولطية المخرجية تصبح عالية القيمة ومساويةً للفولطية المدخلية.

وللحماية من إرتفاع قيمة الفولطية المخرجية لدائرة التغذية تستعمل عادة دائرة الكترونية خاصة توصل على التوازي مع مخرج دائرة التغذية.

الشكل التالي يبين تركيب وعمل دائرة للحماية من الفولطيات المخرجية المرتفعة.

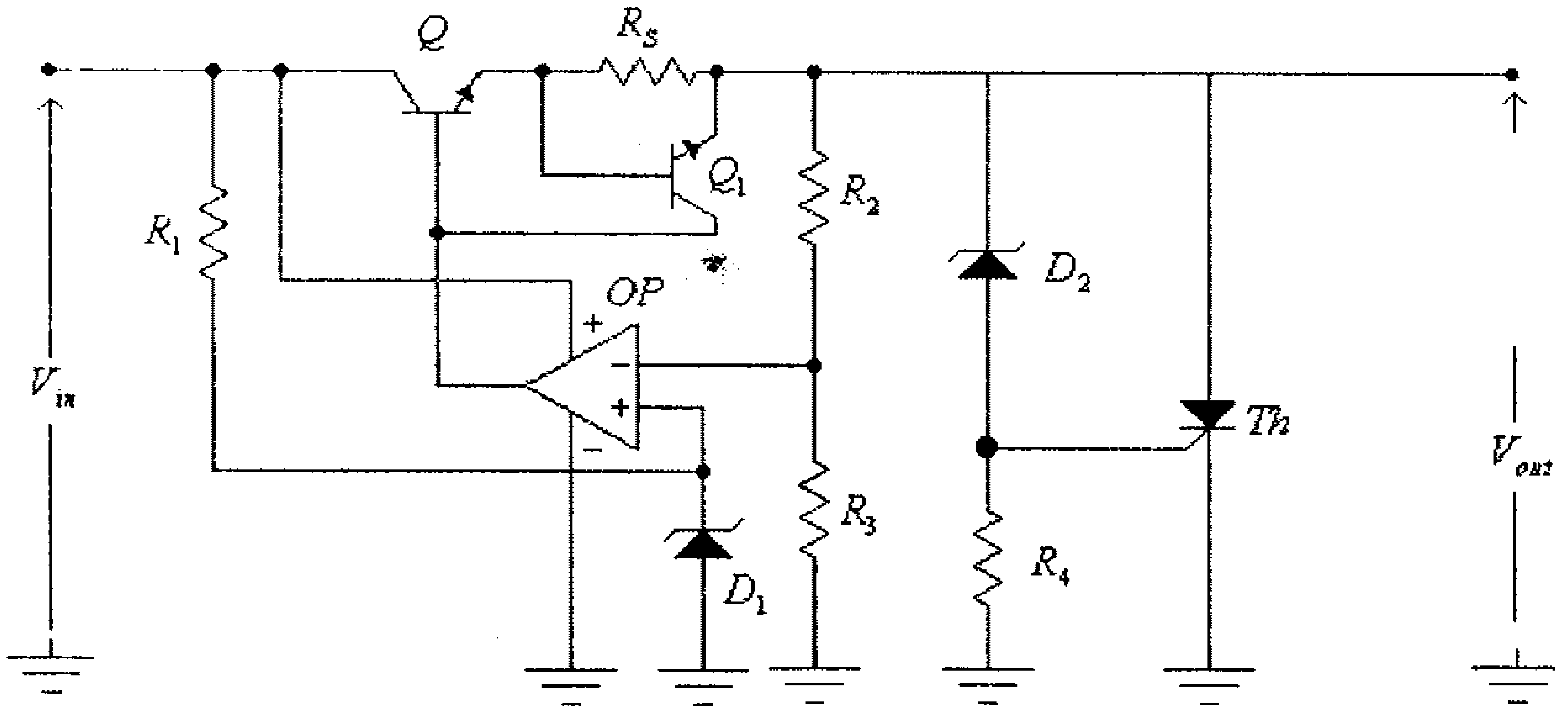


شكل (11)

في هذه الدائرة وعند إرتفاع الفولطية المخرجية، ووصول قيمتها الى القيمة التي تسمح بمرور التيار خلال ثنائي الزنر، يتم قدح الثايريستور *Th* ليصبح مخرج الدائرة في حالة قصر، أي تصبح قيمة الفولطية المخرجية تساوي صفراً.

وفي كثير من المراجع يسمى هذا النوع من الحماية overvoltage crowbar.

الشكل التالي يُبين دائرة تثبيت الفولطية المخرجية باستخدام التغذية الراجعة السالبة مع وجود الحماية من التحميل الزائد للدائرة وكذلك الحماية من إرتفاع الفولطية المخرجية.



شكل (12)

في هذه الدائرة، وكما ذُكر سابقاً، فعند إرتفاع الفولطية المخرجية الى القيمة التي تسمح بمرور التيار خلال ثنائي الزنر D_2 يتم قدح الثايريستور Th ليصبح مخرج الدائرة في حالة دارة قصر، أي تصبح قيمة الفولطية المخرجية تساوي صفراً. عند هذه الحالة تبدأ دائرة الحماية من التيار المخرجي العالي، والمكونة من المقاومة R_S والترانزيستور Q_1 والتي تم شرحها سابقاً، بالعمل.

لاحظ أن هذه الدائرة، وعند عمل دائرة الحماية من الفولطية المخرجية العالية، لن تعود الى العمل الطبيعي إلا بعد فصل التغذية المدخلية وإعادة توصيلها.

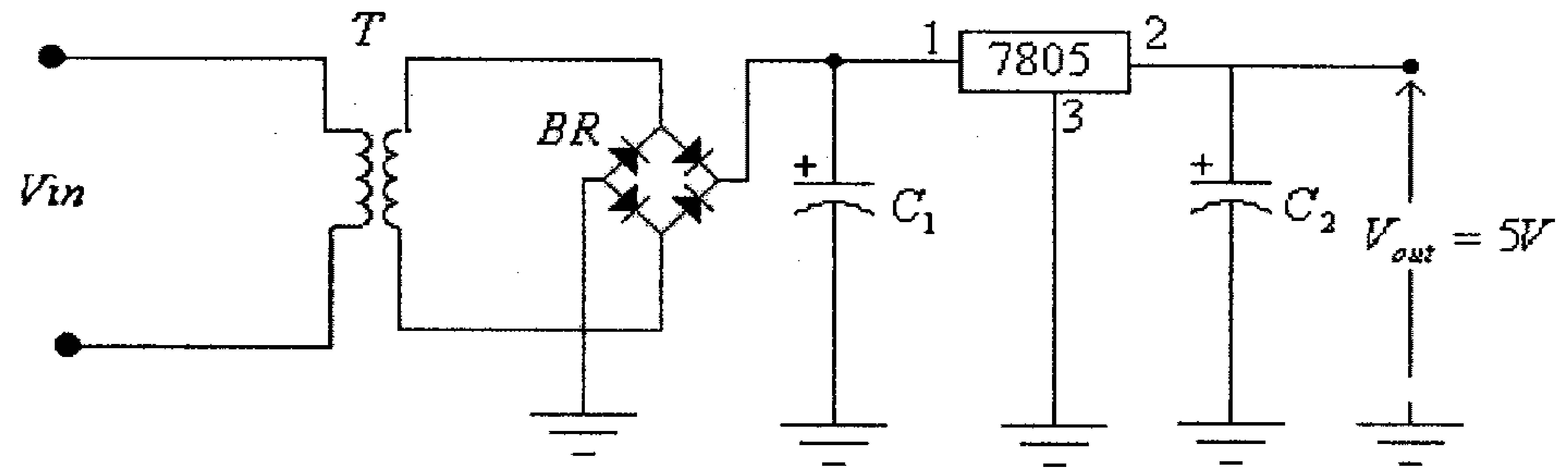
12.7 بعض الدارات المتكاملة المُستخدمة في دوائر التغذية

شرحنا فيما سبق تركيب وعمل الدارة المتكاملة 723 ، والتي تُعتبر من أقدم الدارات المتكاملة التي يمكن إستخدامها لبناء دائرة تغذية كاملة، وبينّا أن تركيب هذه الدارة يشبه دائرة التغذية المبينة في شكل (10) السابق.

هناك العديد من الدارات المتكاملة الواسعة الإنتشار والتي تُستخدم لبناء دوائر تغذية بفولطيات مخرجية ثابتة أو متغيرة، منها:

- **الدارات المتكاملة لإنتاج فولطيات تغذية ثابتة،** من أشهرها الدارات $78xx$ والتي تستخدم لإنتاج فولطيات تغذية موجبة وبقيم ثابتة مثل $5V$، $9V$ و $12V$. لاحظ أن الرقمين xx المذكورين بعد الرقمين 78 يشيران الى الفولطية المخرجية لهذه الدارات المتكاملة.

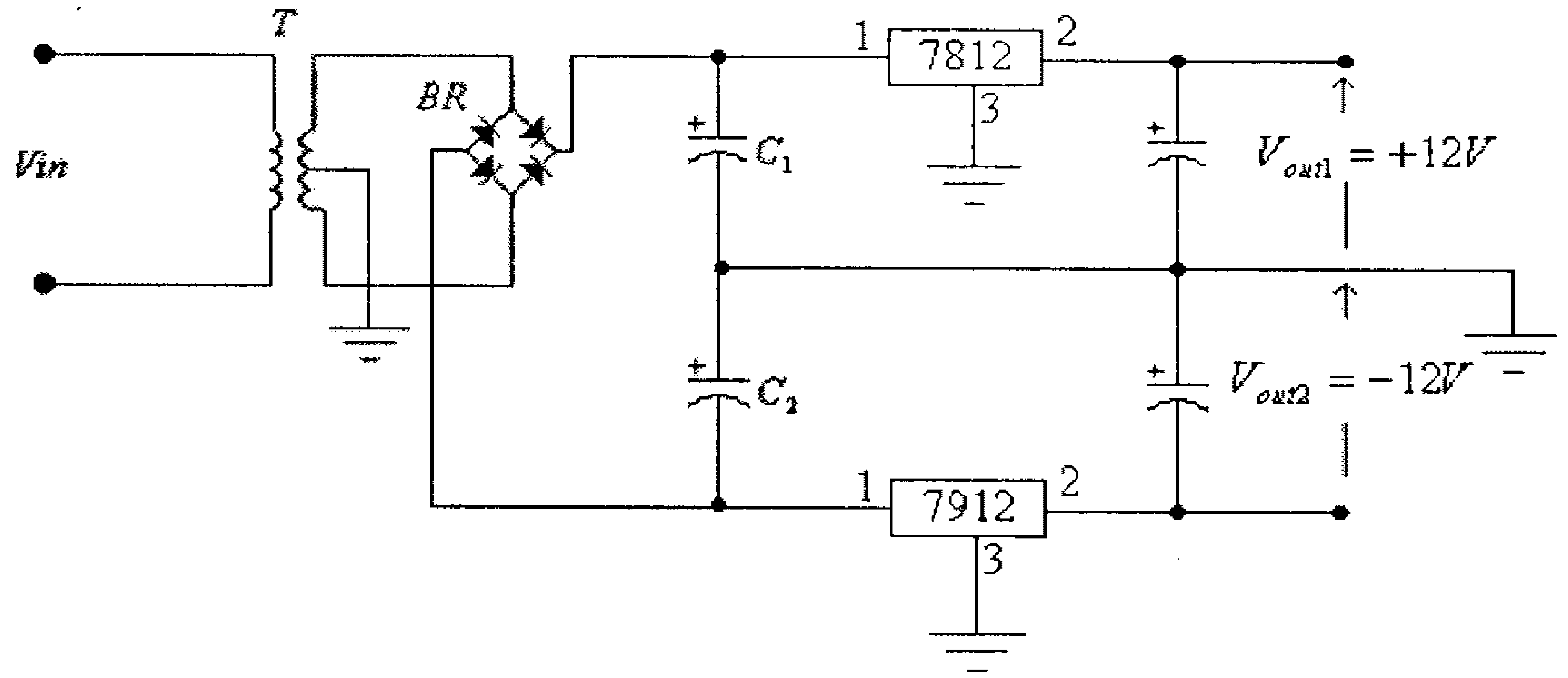
الشكل التالي يبين كيفية توصيل الدارة المتكاملة 7805 والمُستخدمة للحصول على فولطية مخرجية ثابتة مقدارها $5V$.



شكل (13)

ومما يجب ذكره أن الدارات المتكاملة 79xx شبيهه بعملهـا للـدارات المتكاملة 78xx ، إلا أنها تُستخدم لإنتاج فولطيات مخرجية سالبة.

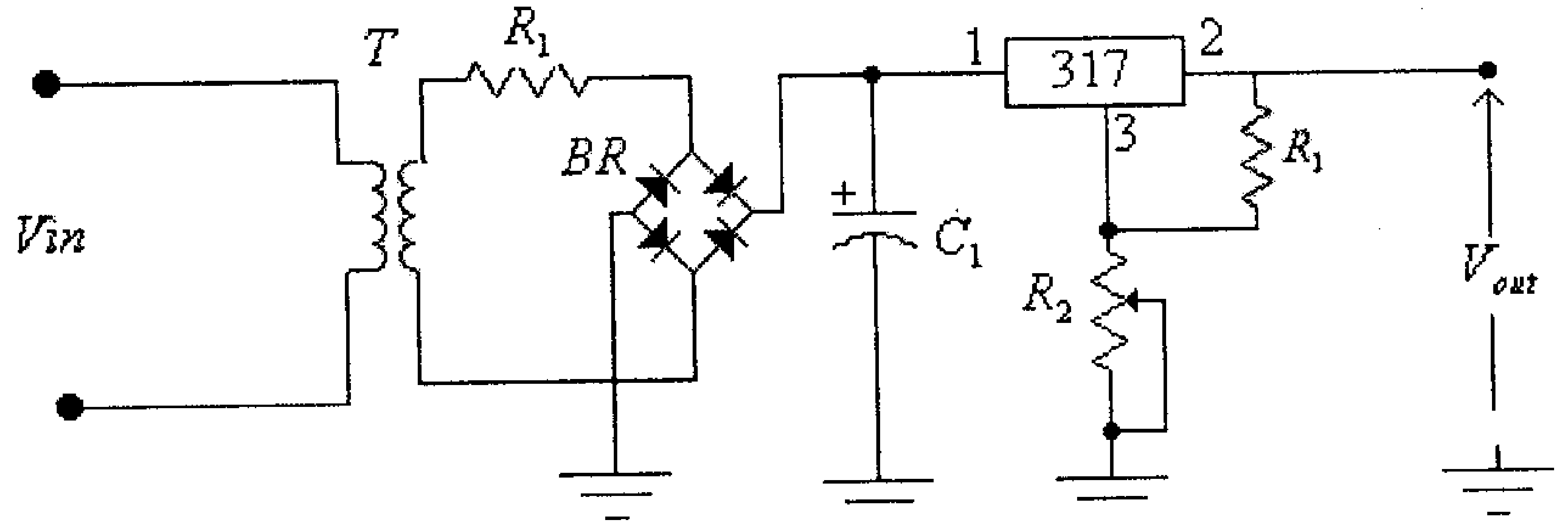
الشكل التالي يبين كيفية إستخدام الدارتين المتكـاملتين 7812 و 7912 لإنتاج دائرة تغذية ثنائية الفولطية ($+12V,-12V$)، يُمكن إسـتخدامها لتغذيـة دوائر مضخم العمليات.



شكل (14)

- **الدارات المتكاملة لإنتاج فولطيات تغذية متغيرة.** من أشهرها الـدارات 317 والتي تُستخدم لإنتاج فولطيات تغذية موجبة.

الشكل التالي يبين كيفية توصيل الدارة المتكاملة 317 للحصول علـى فولطية مخرجية موجبة، يُمكن تغيير قيمتها بواسطة المقاومة المتغيرة R_1 .



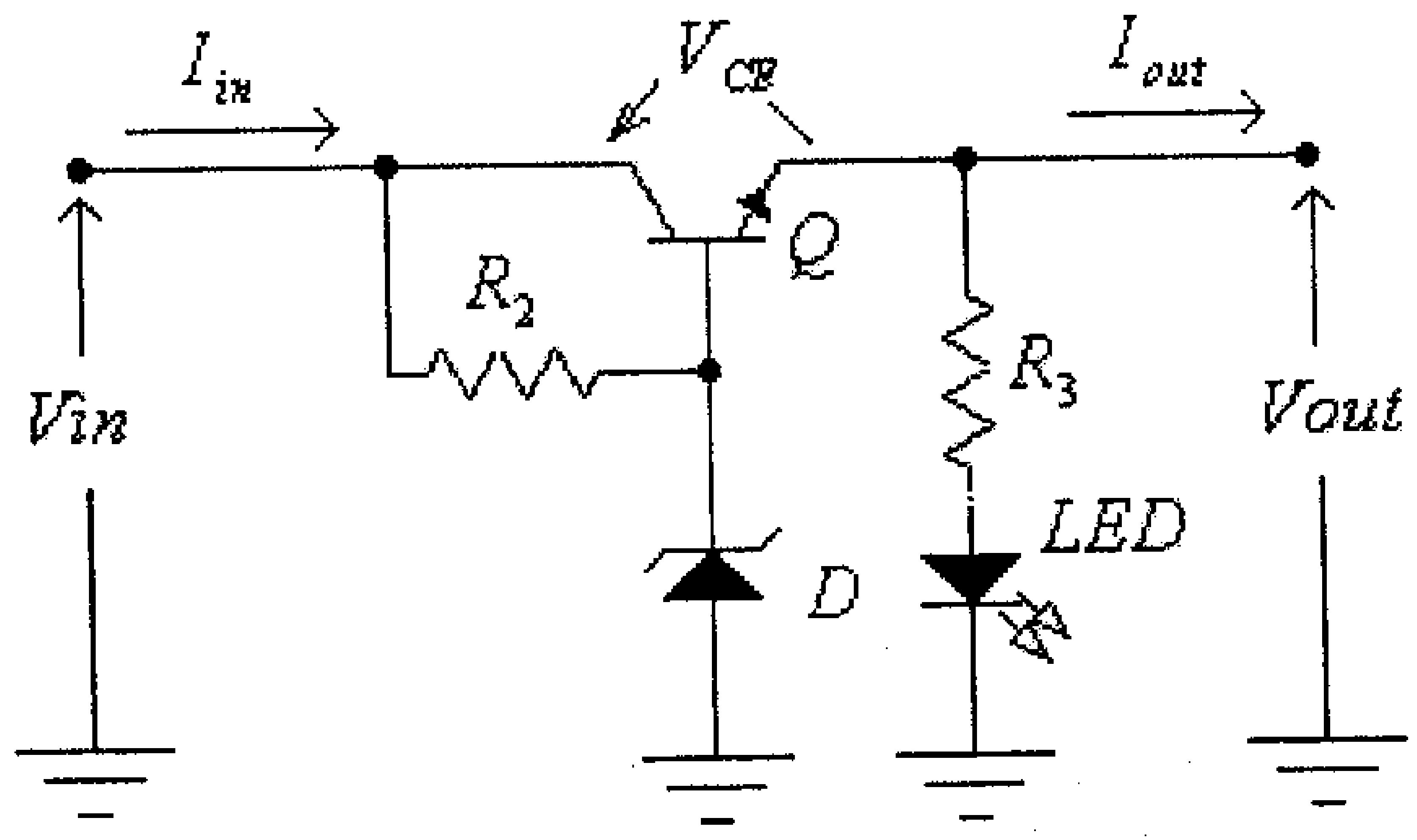
شكل (15)

ومما يجب ذكره أن الدارات المتكاملة 337 شبيهه بعملها للدارات المتكاملة 317، إلا أنها تُستخدم لإنتاج فولطيات مخرجية سالبة.

12.8 الضياع الحراري ومعامل الفائدة لدوائر التغذية

في جميع دوائر التغذية التي ذُكرت سابقاً، والتي تُسمى دوائر التغذية من النوع الخطي، فإن جزء كبير من القدرة الكهربائية المدخلية سيتم تبديدها على شكل قدرة حرارية تضيع على الترانزيستور المُستخدم لتثبيت الفولطية المخرجية أو على الدارة المتكاملة المُستخدمة لهذا الغرض، لذا ففي معظم الحالات يتم تركيب هذه العناصر على مبرد حراري (heat sink).

من دائرة التغذية المُبينة في الشكل التالي يُمكن أن تلاحظ أن:



شكل (16)

$$I_{in} \approx I_{out}$$

وذلك لأن قيمة كل من تيار ثنائي الزنر وتيار قاعدة الترانزيستور قليلة جداً مقارنةً مع التيار المخرجي للدائرة.

وكذلك:

$$V_{out} = V_{in} - V_{CE}$$

والقدرة المدخلية هي:

$$P_{in} = V_{in}.I_{in}$$

والقدرة المخرجية هي:

$$P_{out} = V_{out}.I_{out}$$

وبالتالي فإن القدرة الضائعة على الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{in} - P_{out} = V_{in}.I_{in} - V_{out}.I_{out}$$

أي إن:

$$P_Q = (V_{in} - V_{out}).I_{out} = V_{CE}.I_{out}$$

ويُمكن إستخدام هذه المعادلة لتحديد قيمة الضياع الحراري على الترانزيستور أو على الدارة المتكاملة المستخدمة في دوائر التغذية.

ولمعرفة كيفية إختيار المبرد المناسب يكمنك الرجوع الى الوحدة الثامنة من هذا الكتاب.

أما معامل الفائدة لدائرة التغذية فهو:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}.I_{out}}{V_{in}.I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{in} - V_{CE}}{V_{in}} = \left(1 - \frac{V_{CE}}{V_{in}}\right)$$

وهذه المعادلة تبين أنه كلمّا كان الفرق بين الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية لدائرة التغذية أكبر كلما كانت الضياعات الحرارية أكبر وبالتالي كلما كان معامل الفائدة أقل.

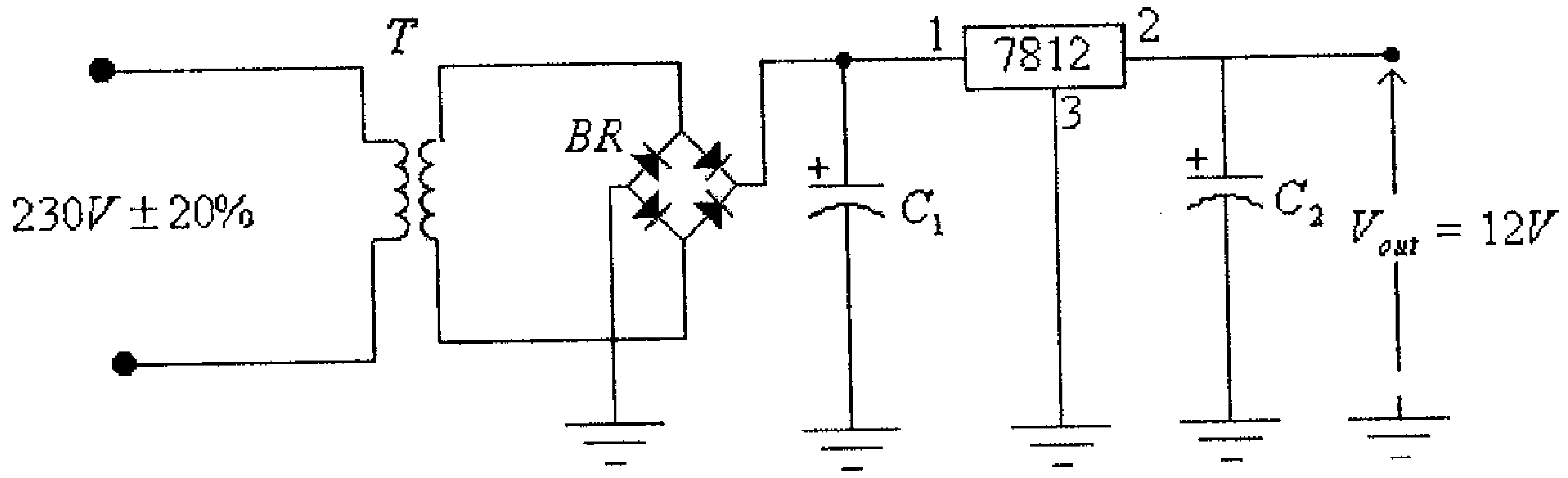
ومما سبق يُمكن أن نستنتج أنه كلما كانت حدود تغير الفولطية المدخلية المسوح بها أكبر كلما كانت الضياعات الحرارية أكبر ومعامل الفائدة لدائرة التغذية أقل.

مثال(1):

صمم دائرة تغذية لتغذية حمل بفولطية ثابتة مقدارها $12V$ وتيار حمل مقداره $1A$، إذا علمت أن هذه الدائرة سيتم تغذيتها من الشبكة الكهربائية المنزلية وأن الحدود المسموح بها لتغيير الفولطية المدخلية هي $\pm 20\%$. أحسب معامل الفائدة لهذه الدائرة.

الحل: هناك العديد من دوائر التغذية، التي تم شرحها سابقاً، يُمكن إختيارها لهذا الغرض. ولما كانت دائرة التغذية التي تستخدم الدارة المتكاملة 7812 تُعتبر أبسطها وأقلها تكلفة فإنه سيتم إستخدامها في التصميم المطلوب.

أي أن دائرة التغذية المطلوبة هي:



شكل (17)

الدارة المتكاملة التي سيتم إستخدامها هي الدارة $LM7812C$ من تصنيع شركة National Semiconductor ، ويُمكنك الرجوع الى أحد المواقع على

شبكة الانترنت، المُبينة في نهاية هذا الكتاب، للإطلاع على المواصفات الفنيـــة لهذه الدارة.

لهذه الدارة فإن اقل فولطية مدخلية مسموح بها هي $14.5V$، وهذه القيمة هي أقل قيمة لحظية مسموح بها لفولطية المكثف C_1.

يمكنك الرجوع الى الوحدة الثانية من الجزء الأول مـــن هـــذا الكتـــاب للإطلاع على كيفية حساب مكثف التنعيم (المكثف C_1)، حيث عرفت من هـــذه الوحدة أن:

$$C = \frac{I}{f.\Delta V_C}$$

وبإفتراض أن مقدار التموج المسموح به في فولطية مكثف التنعيم هـــو $3V$، نستنتج أن:

$$C = \frac{I}{f.\Delta V_C} = \frac{1}{100x3} = 0.0033F = 3333\mu F$$

نختار مكثف بالقيمة التجارية $3300\mu F$.

القيمة القصوى لفولطية المكثف C_1 ستكون:

$$V_{C\max} = V_{C\min} + \Delta V_C = 14.5 + 3 = 17.5V$$

وبأخذ هبوط فرق الجهد على ديودات التقويم بعين الإعتبار، نستنتج أن القيمة القصوى للفولطية المخرجية للمحول ستكون:

$$V_{2\max} = V_{C\max} + 2V_d = 17.5 + 2x0.7 = 18.9V$$

والقيمة الفعّالة للفولطية المخرجية للمحول ستكون:

$$V'_{2rms} = \frac{V_{2\max}}{\sqrt{2}} = \frac{18.9}{\sqrt{2}} = 13.4V$$

وهذه القيمة للفولطية المخرجية للمحول يجب ظهورها حتى عندما تكون الفولطية المدخلية عند 80% من قيمتها الإسمية.

أي أن القيمة المخرجية لفولطية المحول عند القيمة الإسمية للفولطية المدخلية هي:

$$V_{2rms} = \frac{V'_{2rms}}{0.8} = \frac{13.4}{0.8} = 16.75V$$

نختار محول بفولطية مخرجية بقيمة تجارية وهي $18V$.

ونستطيع الآن إستكمال حساب المواصفات الفنية اللازمة لإختيار عناصر هذه الدارة، وهي كما يلي:

- المحول: الفولطية المدخلية الإسمية: $230V$

  الفولطية المخرجية الإسمية: $18V$

  قدرة المحول الإسمية: $P = V_{2rms} x I = 18x1 = 18VA$

عادةً يتم إختيار محول بقدرة إسمية أكبر من تلك القيمة قليلاً وذلك حتى يسمح لبعض الحمل الزائد.

- مجموعة التقويم: يمكن إختيار قنطرة على شكل دارة متكاملة بتيار متوسط أكبر من $1A$ وبفولطية عكسية أكبر من القيمة $120\% x \sqrt{2} x 18 = 30V$.

لاحظ أن الفولطية العكسية العظمى التي يجب أن تتحملها مجموعة التقويم ستكون القيمة العظمى اللحظية للفولطية المخرجية للمحول عندما تكون التغذية المدخلية بحدها الأقصى المسموح به.

عادةً يتم إختيار مجموعة تقويم بفولطية عكسية إسمية أكبر من تلك القيمة.

- المكثف C_1: السعة المطلوبة لهذا المكثف، وكما تم حسابها سابقاً هـي: $3300\mu F$، وفولطيته الاسمية: $V_C = 120\% V_{C\max} = 1.2x17.5 = 21V$

لاحظ أن الفولطية التي يجب أن يتحملها المكثف ستكون القيمة العظمى اللحظية للفولطية بين طرفيه عندما تكون التغذية المدخلية بحدها الأقصى المسموح به، و عادةً يتم إختيار مكثف بفولطية إسمية أكبر من تلك القيمة.

لاحظ كذلك أن مكثف التنعيم هذا يكون من النوع الالكتروليتي (التأيني).

- المكثف C_2: يُمكن عدم إستخدام هذا المكثف، ولكن ينصح دائماً بوضع مكثف بسعة صغيرة مثل $0.1\mu F$ وذلك لحماية مخرج هذه الدائرة مـن الفولطيات العابرة.

- المبرد: لاحظ أنه من الضروري تركيب الدارة المتكاملة 7812 علـى مبرد، ولإختيار المبرد المناسب يجب حساب إكبر قدرة ستتبدد على هذه الدارة، أي أن:

$$P_Q = (V_{in} - V_{out}).I_{out} = (21-0)x1 = 21W$$

وكما ذُكر في الوحدة الثامنة من هذه الكتاب، فإن المقاومة الحرارية للمبرد اللازم ستكون:

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P} - \theta_{JC} - \theta_{CS} = \frac{200-40}{21} - 0.5 - 0.8 = 6.3^0 C/W$$

لاحظ أن هذا المبرد سيضمن التبريد اللازم للدارة 7812 حتى في حالة حصول دارة قصر على مخرج هذه الدارة.

معامل الفائدة لدائرة التغذية سيتغير بتغير الفولطية المدخليـــة، وعنـــدما تكون الفولطية المدخلية بقيمتها القصوى، تكون قيمة معامل الفائدة:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}.I_{out}}{V_{in}.I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{12}{21} = 0.57 = 57\%$$

لاحظ أن معامل الفائدة الفعلى سيكون أقل من هذه القيمة قلـــيلاً وذلـــك لأننا لم نأخذ بعين الإعتبار الضياعات في قنطرة التقويم وفي المحول.

12.9 دوائر التغذية من النوع Switching-mode

جميع دوائر التغذية التي تم شرحها سابقاً هي من النوع الخطي، والتي تعاني من النواقص التالية:

- معامل الفائدة المنخفض وذلك بسبب الضياعات الحرارية العالية علـــى الترانزيستور أو الدارة المتكاملة المُستخدمة لتثبيت الفولطية المخرجيـــة في هذه الدوائر.
- كبر حجم المحول، وذلك لأن هذا المحول مصمم للعمل عند تردد الشبكة الكهربائية ($50Hz.$).
- كبر حجم مكثفات دائرة التنعيم، وذلك لأن هذه المكثفات ستعمل لتنعـــيم فولطيات بترددات منخفضة ($100Hz$ في حالة دائـــرة تقـــويم الموجـــة الكاملة).

لذا وللتخلص من هذه النواقص فـــإن العديـــد مـــن دارات التغذيـــة المُستخدمة في الأجهزة الحديثة هي من النوع Switching-mode والتي تسمى أيضاً dc-dc converters.

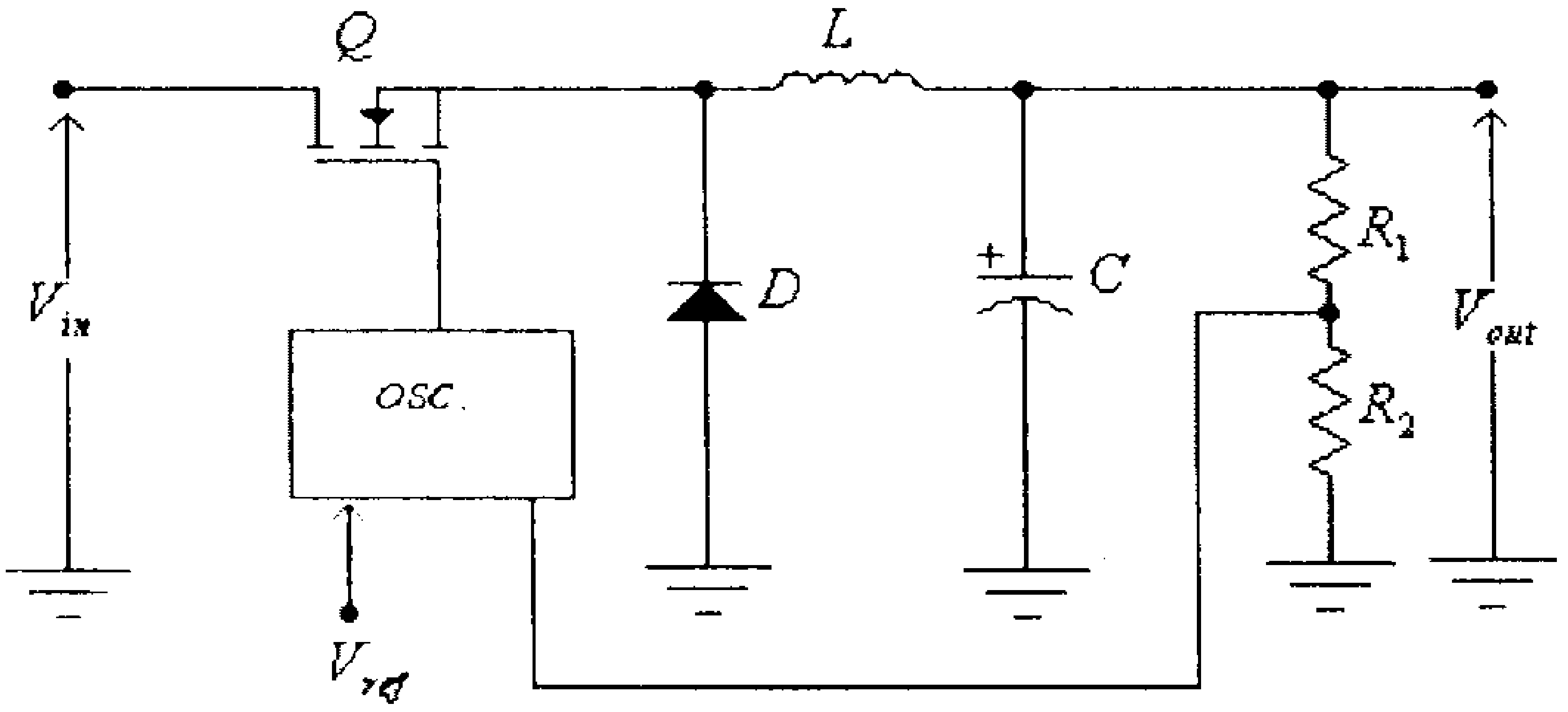
وعلى عكس ما تم شرحه سابقاً في دوائر التغذية السابقة من النوع الخطي، والتي يعمل فيها الترانزيستور في المنطقة الفعّالة مـــن خاصـــيته،

فإن الترانزيستور المُستخدم في دوائر التغذية من النوع Switching-mode يعمل على شكل مفتاح الكتروني.

وبعض دوائر التغذية من النوع Switching-mode هي:

- **الدوائر الخاصة بإنتاج فولطية مخرجية أقل من الفولطية المدخلية،** وتُسمى هذه الدوائر step-down converters أو buck converters.

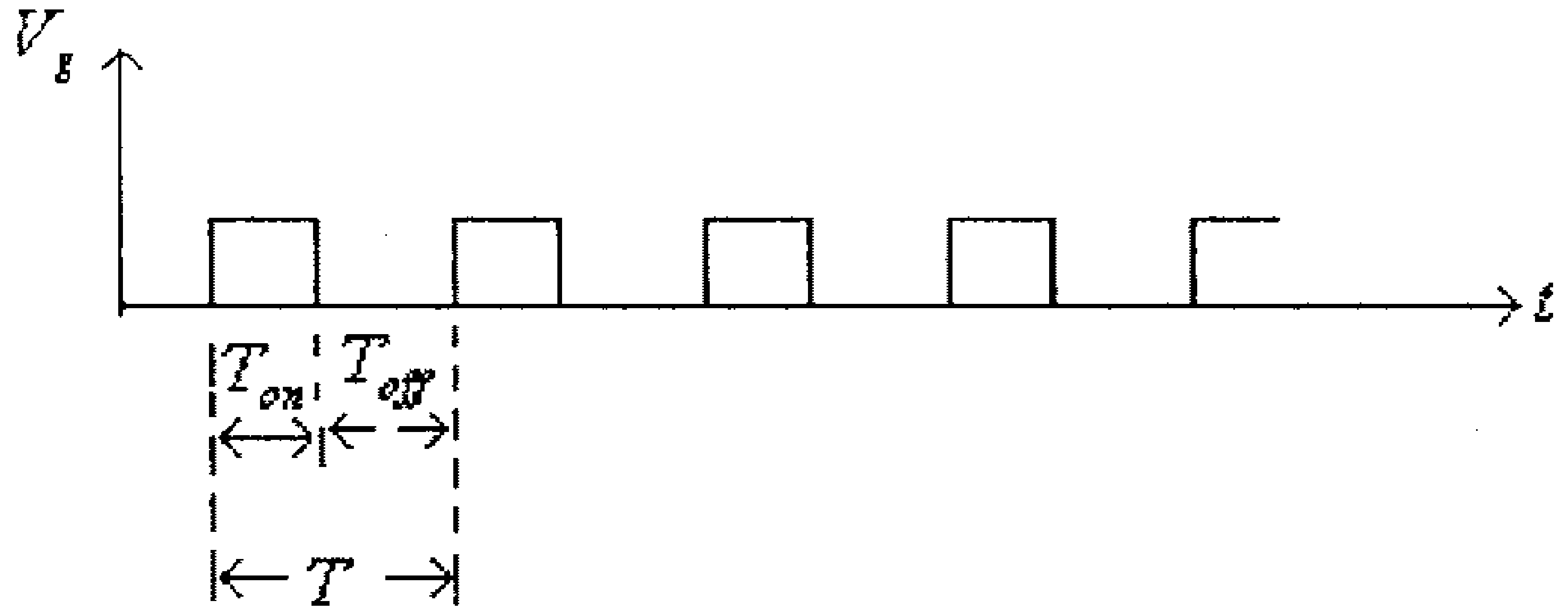
الشكل العام لمثل هذه الدوائر هو كما في الشكل التالي.



شكل (18)

وكما ذُكر سابقاً فإن الترانزيستور Q يعمل كمفتاح الكتروني ويتم إعطاء نبضات التحكم الى بوابة هذا الترانزيستور بواسطة المذبذب .*osc*.

الشكل التالي يبين موجة نبضات التحكم على بوابة الترانزيستور Q.



شكل (19)

في هذا الشكل:

T_{on}: هي الفترة الزمنية التي يكون فيها الترانزيستور بوضع on.

T_{off}: هي الفترة الزمنية التي يكون فيها الترانزيستور بوضع off.

T: هو الزمن الدوري.

يمكنك أن تلاحظ من الدائرة السابقة أنه وعندما يكون الترانزيستور Q في وضع on فإن تياراً سيمر من مصدر التغذية المدخلي عبر الترانزيستور Q والملف L ليشحن المكثف C. وعندما يكون الترانزيستور Q في وضع off سيتوقف مرور التيار من مصدر التغذية المدخلي وسيستمر تيار الملف L بالمرور عبر المكثف C والديود D.

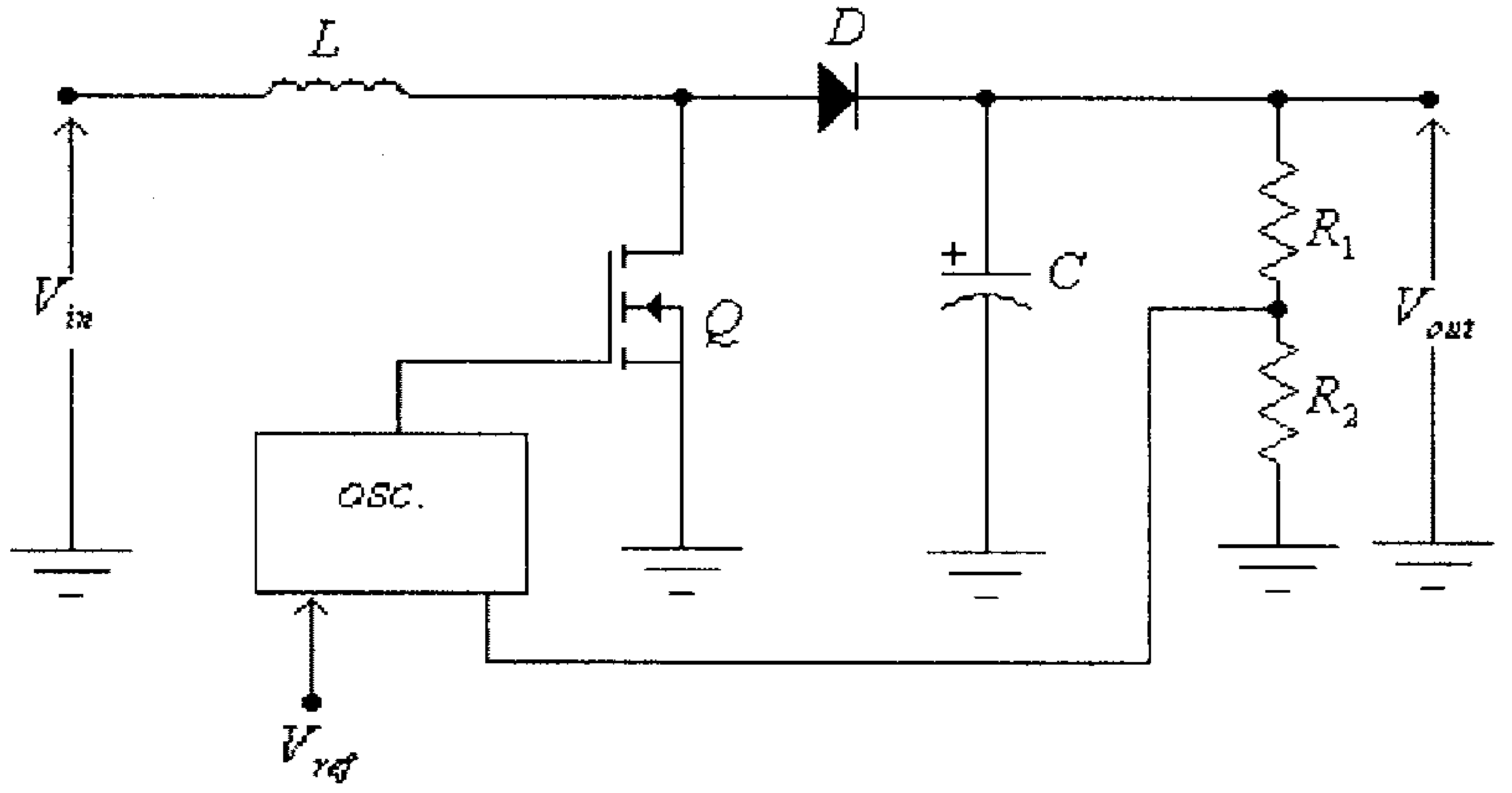
ومما يجب ذكره أن الديود D يسمى ديود المرور الحر (freewheeling diode) وذلك لأنه يُؤمن حلقة مغلقة للمرور الحر للتيار عندما يكون الترانزيستور بوضع off.

في هذه الدائرة يتم التحكم بقيمة الفولطية المخرجية بتغيير النسبة بين الفترة الزمنية التي يكون فيها الترانزيستور بوضع on والزمن الدوري، أي بتغيير النسبة $\tau = \frac{T_{on}}{T}$، والتي يطلق عليها duty factor.

وللعمل على تثبيت قيمة الفولطية المخرجية عند تغير تيار الحمل أو تغير قيمة الفولطية المدخلية فإنه يُستخدم مبدأ التغذية الراجعة السالبة، وذلك بمقارنة جزء من الفولطية المخرجية (عن طريق مجزىء الفولطية المُشكل من المقاومتين R_1 و R_2) مع فولطية مرجعية V_{ref}.

- **الدوائر الخاصة بإنتاج فولطية مخرجية أعلى من الفولطية المدخليـــة،**
- وتسمى هذه الدوائر step-up converters أو boost converters.

الشكل العام لمثل هذه الدوائر هو كما في الشكل التالي.



شكل (20)

وكما ذُكر سابقاً فإن الترانزيستور Q يعمل كمفتاح الكتروني، ويتم إعطاء نبضات التحكم الى بوابة هذا الترانزيستور بواسطة المذبذب *osc.*.

وشكل نبضات التحكم على بوابة الترانزيستور Q شبيهة لتلك في دوائر الـ step-down converters والمبينة في شكل (19)، السابق.

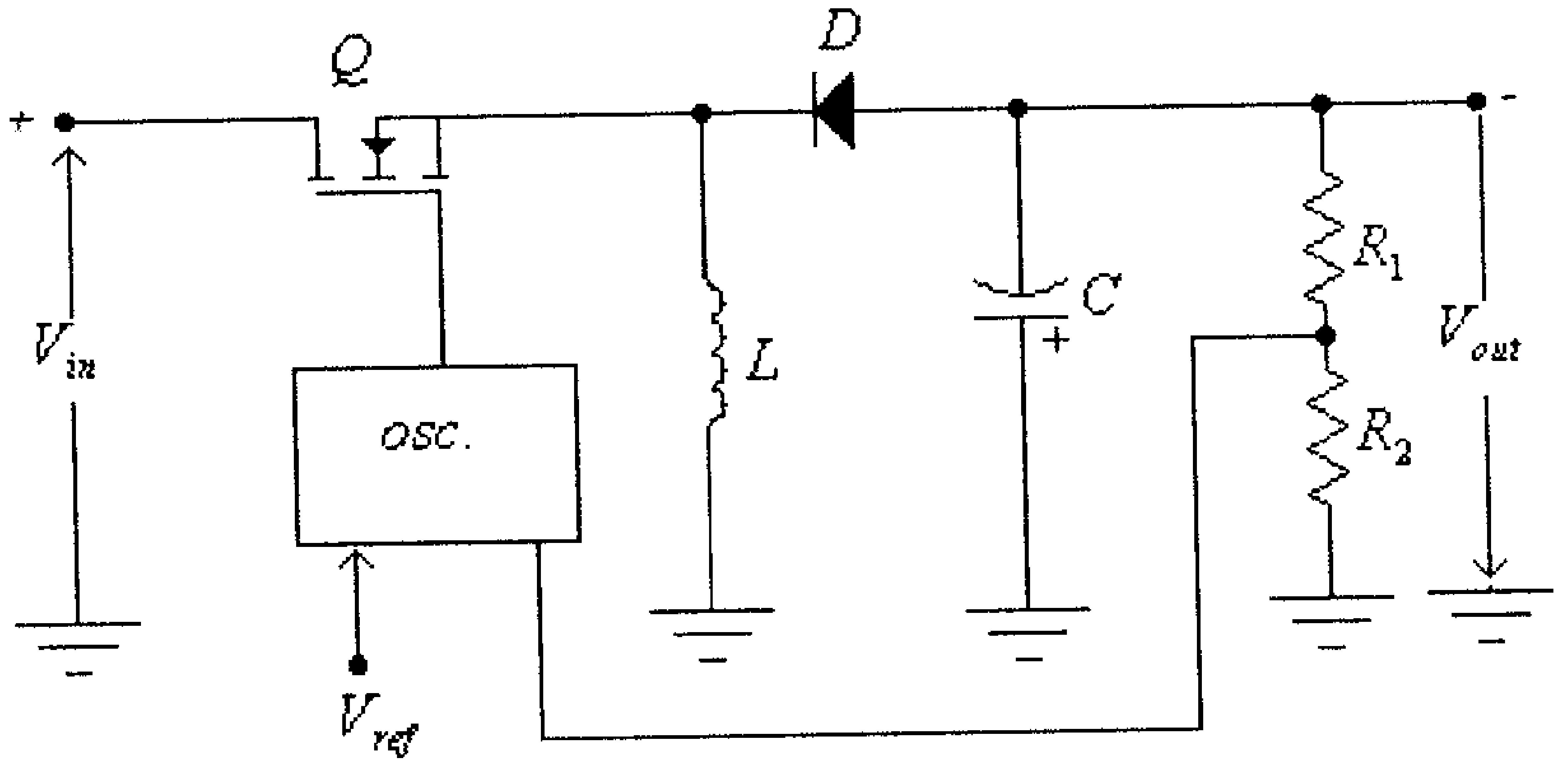
يُمكنك أن تلاحظ من الدائرة السابقة أنه وعندما يكون الترانزيستور Q في وضع on فإن تياراً سيمر من مصدر التغذية المدخلي عبر الملف L والترانزيستور Q. وعندما يكون الترانزيستور Q في وضع off يستمر مرور تيار الملف عبر الديود D ليشحن المكثف C.

وكما في دوائر الـ step-down converters ، يتم التحكم بقيمة الفولطية المخرجية بتغيير النسبة بين الفترة الزمنية التي يكون فيها الترانزيستور بوضع on والزمن الدوري T، أي بتغيير الـ duty factor.

وللعمل على تثبيت قيمة الفولطية المخرجية عند تغير تيار الحمل أو تغير قيمة الفولطية المدخلية فإنه يُستخدم أيضاً مبدأ التغذية الراجعة السالبة، والتي شُرحت سابقاً.

- **الدوائر الخاصة بإنتاج فولطية مخرجية بقطبية معاكسة لقطبية الفولطية المدخلية**، وتُسمى هذه الدوائر inverting converters.

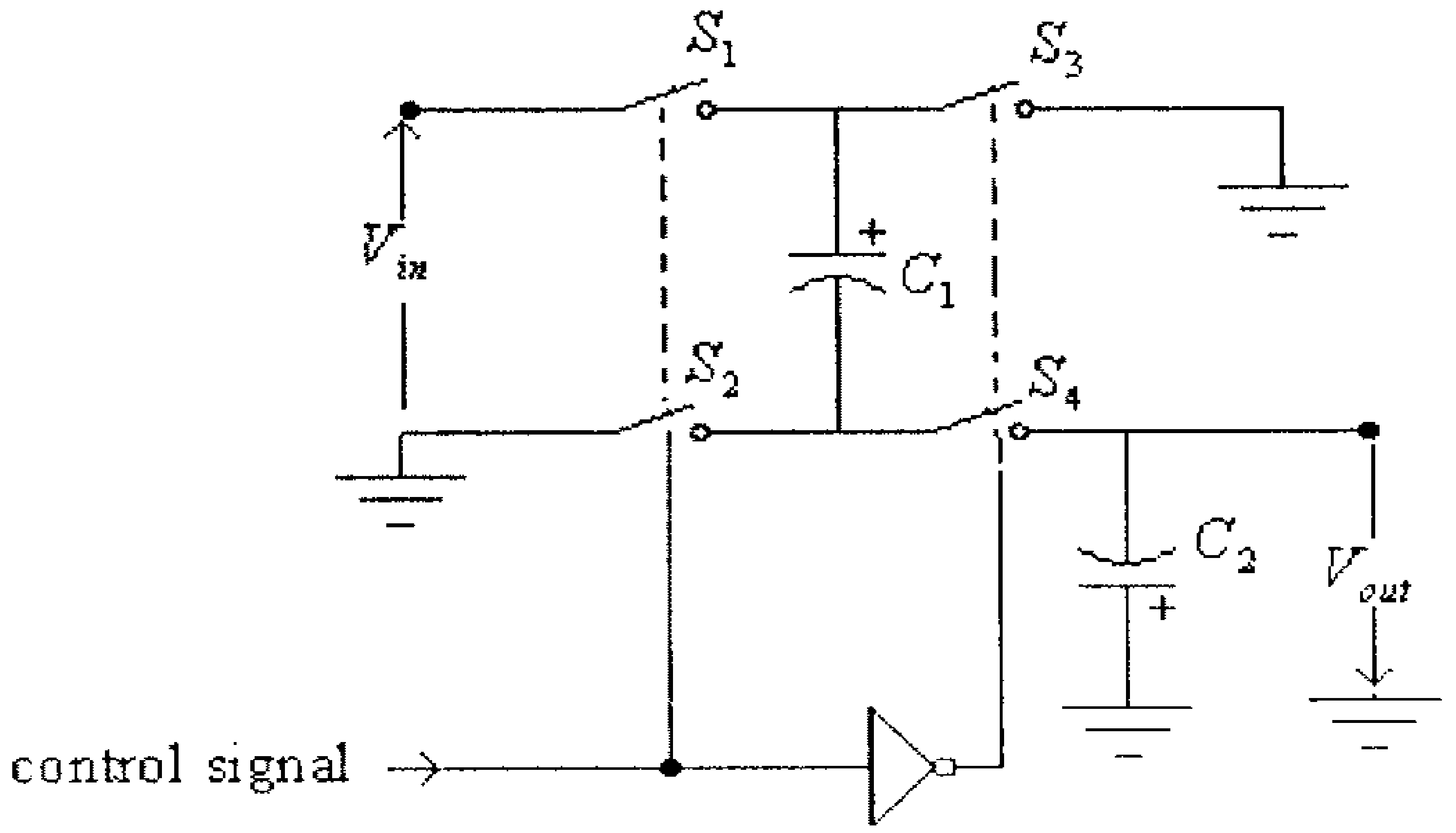
الشكل العام لمثل هذه الدوائر هو كما في الشكل التالي.



شكل (21)

في هذه الدائرة، وعندما يكون الترانزيستور Q في وضع on فإن تياراً سيمر من مصدر التغذية المدخلي عبر الترانزيستور و الملف L. وعندما يكون الترانزيستور Q في وضع off يستمر مرور تيار الملف عبر المكثف C والديود D، ليشحن المكثف C بفولطية بقطبية معاكسة لقطبية التغذية المدخلية.

وهناك نوع أخر من الدوائر التي يُمكنها إنتاج فولطية مخرجية بقطبية معاكسة لقطبية الفولطية المدخلية، وكثيراً ما تسمى هذه الدوائر بدوائر flying-capacitor converters، والشكل العام لها هو كما في الشكل التالي.



شكل (22)

في هذه الدائرة فإن S_1، S_2، S_3 و S_4 هي ترانزيستورات تعمل كمفاتيح الكترونية يتم التحكم بوضعها بواسطة إشارة التحكم control signal .

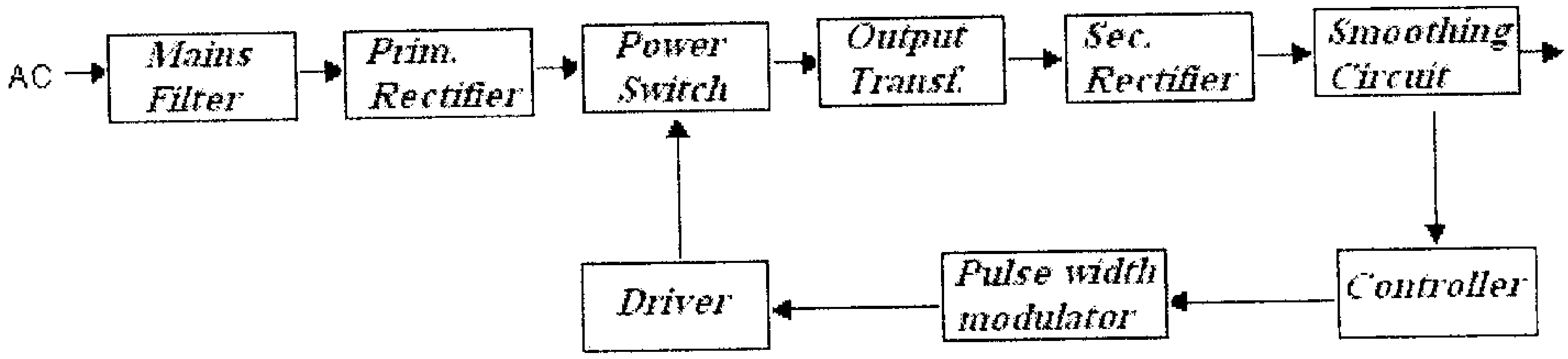
وعندما يكون كلٌّ من المفتاحين S_1 و S_2 بوضع on يتم شحن المكثف C_1 وبالقطبية المبينة في الشكل أعلاه. وعند فتح المفتاحين S_1 و S_2 وإغلاق المفتاحين S_3 و S_4 يتم شحن المكثف C_2 من المكثف C_1 لينتج فولطية مخرجية بقطبية معاكسة لقطبية الفولطية المدخلية.

ومما يجب ذكره أن هناك بعض الدارات المتكاملة مثل الدارة 7662 من شركة Intersil والتي تحوي المفاتيح S_1، S_2، S_3 و S_4 على شكل ترانزيستورات MOSFET وتحوي كذلك العاكس (inverter) ومذبذباً لتوليد نبضات التحكم. وتُستخدم هذه الدارة كثيراً لتوليد الفولطية $-12V$ اللازمة في دوائر نقل المعلومات الرقمية بنظام RS232.

12.10 دوائر التغذية من النوع Fly-back Switching-mode

يُستخدم هذا النوع من دوائر التغذية لتغذية العديد من الأجهزة الالكترونية الحديثة وخاصة أجهزة الحواسيب الشخصية. وكثيراً ما يسمى هذا النوع أيضاً off-line switch-mode power supply.

المخطط الصندوقي لمثل هذا النوع من دوائر التغذية هو كما في الشكل التالي.



شكل (23)

في هذا الشكل:

Mains Filter: هو مرشح للترددات المنخفضة (low-pass filter)، هدفه منع مرور المُركّبات ذات الترددات المرتفعة التي قد توجد في فولطية التغذية المدخلية (الشبكة الكهربائية).

Primary Rectifier: أي المقوم الإبتدائي، وهدفه تقويم موجة الفولطية المدخلية المترددة وتحويلها الى فولطية مستمرة.

Power Switch: وهو ترانزيستور يعمل كمفتاح الكتروني، هدفه تقطيع الفولطية المستمرة المُغذاة من المقوم الإبتدائي وتحويلها الى فولطية مترددة بتردد عالي (عادةً أكبر من $20kHz$).

Output Transformer: أي المحول المخرجي، وهدفه تخفيض قيمة الفولطية المترددة على طرفه الإبتدائي وتحويلها الى قيمة مناسبة للحصول على الفولطية المخرجية. وقد يحتوي هذا المحول على أكثر من ملف ثانوي عند الحاجة لأكثر من فولطية مخرجية. كما يعمل هذا المحول أيضاً على عزل التغذية المدخلية (الشبكة الكهربائية) عن مخرج الدائرة والأحمال الموصولة معها.

Secondary Rectifier: أي المقوم الثانوي وهدفه تقويم الفولطية المترددة على مخرج المحول المخرجي وتحويلها الى فولطية مستمرة.

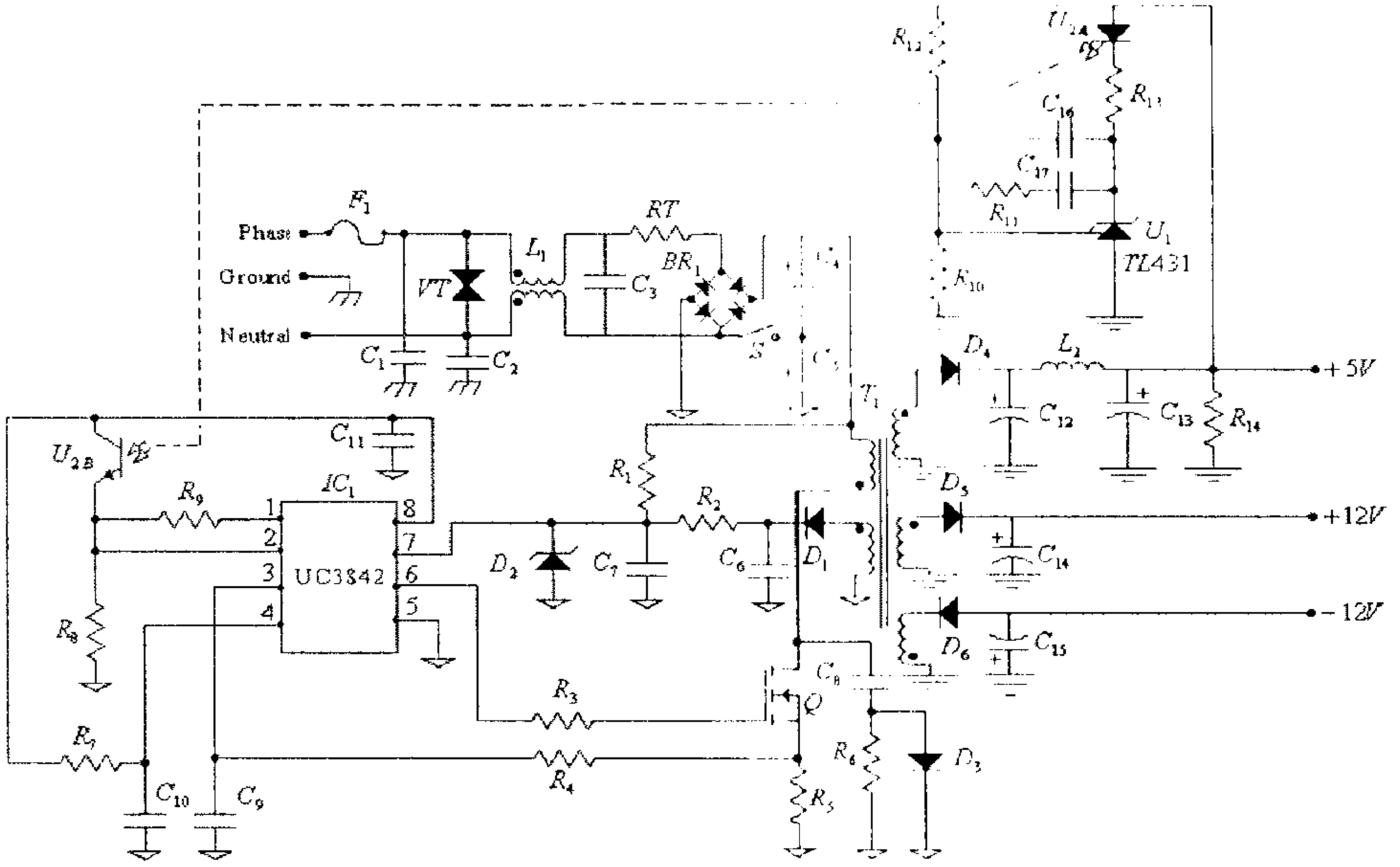
Smoothing Circuit: أي دائرة التنعيم، وهدفها التخلص من التموجات الموجودة على الفولطية المخرجية للمقوم الثانوي.

Controller: ويقوم بمقارنة الفولطية المخرجية مع فولطية مرجعية ثابتة بهدف تثبيت قيمة الفولطية المخرجية.

Pulse-width Modulator: ويعمل على توليد نبضات تحكم بعرض محدد يتم تغذيتها الى بوابة الترانزيستور (Power switch).

Driver: ويعمل على تضخيم نبضات التحكم لتكون بقيم كافية لفتح الترانزيستور.

الشكل التالي يبين نموذجاً لدائرة تغذية من هذا النوع والتي كثيراً ما تُستخدم لتغذية أجهزة الحواسيب الشخصية.



شكل (24)

في هذه الدائرة:

- المصهر (fuse)، F_1، وهدفه حماية الدائرة في حالة الأعطال، مثل:

أ) تعطل أحد ديودات دائرة التقويم BR_1، كحدوث دارة قصر بين طرفيه.

ب) تعطل أحد المكثفات C_1، C_2، C_3، C_4 أو C_5، بحدوث دارة قصر بين طرفيه.

ج) حصول دارة قصر بين طرفي الـVaristor، VT.

د) التحميل الزائد (overload).

- المكثفات C_1، C_2و C_3 والملف L_1، وتشكل عناصر المرشح المدخلي والذي يهدف لمنع مرور المركبات ذات الترددات العالية، التي قد توجد في فولطية التغذية.

- الـ Varistor (VT)، وهدفه الحماية من الفولطيات العالية، والتي قد تظهر على مدخل الدائرة.

- المقوم BR_1، وهو المقوم الإبتدائي، وهدفه تقويم موجة الفولطية المدخلية المترددة وتحويلها الى فولطية مستمرة.

- المقاومة RT، وهدفها الحماية من التيارات العالية التي تمر في المقوم BR_1 في بداية التشغيل، نتيجة كون مكثفي التنعيم C_4 و C_5 غير مشحونين. وهي مقاومة ذات معامل حراري سالب، لذا وفي بداية التشغيل تكون قيمة مقاومتها مرتفعة، ومع مرور التيار فيها ترتفع درجة حرارتها وتقل قيمة مقاومتها.

- المكثفان C_4 و C_5 وهدفهما تنعيم الفولطية المخرجية للمقوم الإبتدائي BR_1.

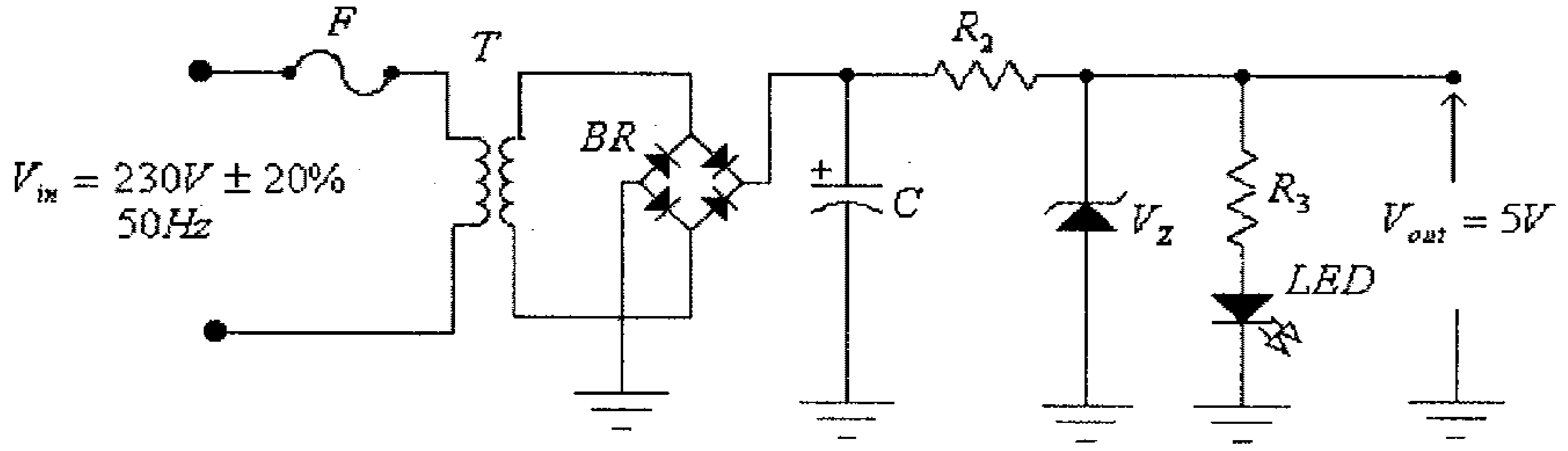
- المفتاح S، ويستخدم لتغيير فولطية التغذية المدخلية للدائرة. ويمكن الرجوع الى الوحدة الثانية من الجزء الأول من هذا الكتاب للإطلاع على كيفية عمل هذا المفتاح.
- المحول T_1 وهو المحول المخرجي، وهدفه تخفيض قيمة الفولطية المترددة على طرفه الإبتدائي للحصول على الفولطيات المناسبة على مخارج هذه الدائرة، وكذلك للعزل بين مدخل الدائرة (الشبكة الكهربائية) ومخرجها.
- الترانزيستور Q، ويعمل كمفتاح الكتروني لتقطيع الفولطية المستمرة المُغذاة من المقوم الإبتدائي وتحويلها الى فولطية مترددة بتردد عالي.
- الدارة المتكاملة IC_1: وتحوي جميع العناصر اللازمة لإنتاج نبضات بعرض معين للتحكم بفتح وإغلاق الترانزيستور Q وتثبيت قيمة الفولطية المخرجية.
- الديود D_1، المقاومة R_2، المكثفان C_6 و C_7 وثنائي الزنر D_2 وهدفها تغذية الدارة المتكاملة IC_1.
- المقاومة R_1 وتعمل على تأمين التغذية اللازمة للدارة المتكاملة IC_1 قبل أن تبدأ الدائرة بالعمل. لاحظ أنه وبعد أن تبدأ الدائرة بالعمل وظهور الفولطية على ملفات المحول T_1 فإن تغذية الدارة المتكاملة تتم عن طريق الديود D_1، المقاومة R_2، المكثفان C_6 و C_7 وثنائي الزنر D_2.
- المقاومة R_1 وهدفها تحديد قيمة التيار الذي سيغذي بوابة الترانزيستور Q.
- المقاومة R_1 وهدفها تحسس قيمة التيار المار في الترانزيستور Q وتغذية إشارة فولطية الى الدارة المتكاملة، تتناسب قيمتها مع قيمة تيار الترانزيستور (وبالتالي التيار المخرجي لدائرة التغذية).
- المكثف C_8، المقاومة R_6 والديود D_3 وتعمل على توفير طريق بديل للتيار المار في المحول عندما يصبح الترانزيستور Q في وضع off وذلك

تفادياً لظهور فولطيات عالية بين أطرافه، وتسمى هذه الدائرة عادةً snubber circuit.

- المقاومة R_7 والمكثف C_{10}، وهذان العنصران يشكلان جزءاً من المذبذب اللازم لتوليد نبضات التحكم بالترانزيستور Q، ويتم عن طريقهما تحديد تردد نبضات التحكم.
- الترانزيستور U_{2B} والمقاومتان R_8 و R_9: وهي تشكل جزءاً من دائرة التغذية الراجعة السالبة اللازمة لتبيت قيمة الفولطية المخرجية. لاحظ أن الترانزيستور U_{2B} هو ترانزيستور ضوئي (photo transistor) وهو يشكل مع ديود الإنبعاث الضوئي U_{2A} دارة متكاملة تستخدم لعزل مخرج الدائرة عن مدخلها.
- ديود الإنبعاث الضوئي U_{2A}، عنصر تثبيت الفولطية U_1 ($TL431$) والمقاومات R_{10}، R_{11}، R_{12} و R_{13} وهي تشكل جزءاً من دائرة التغذية الراجعة السالبة، وهدفها مقارنة الفولطية المخرجية للدائرة مع فولطية مرجعية (قيمة الفولطية بين طرفي U_1) وتحويل الفرق الى تيار يمر بالديود U_{2A} لنقل قيمة هذا الفرق على شكل ضوء الى مدخل التحكم للدارة IC_1.
- الديود D_4، المكثفان C_{12} و C_{13} والملف L_2 وتشكل وحدة التقويم والتنعيم اللازمة لإنتاج الفولطية المخرجية $+5V$.
- الديود D_5 والمكثف C_{14} وتشكل وحدة التقويم والتنعيم اللازمة لإنتاج الفولطية المخرجية $+12V$.
- الديود D_6 والمكثف C_{15} وتشكل وحدة التقويم والتنعيم اللازمة لإنتاج الفولطية المخرجية $-12V$.

12.11 تمارين

1) الشكل التالي يبين دائرة تغذية بفولطية مخرجية مقــدارها $5V$ وتُــستخدم لتغذية حمل مقاومته 10Ω.



شكل (25)

أ) صمم هذه الدائرة، علماً بأن مقدار تموج الفولطية على المكثف هــي $1V$ والتيار اللازم لديود الإنبعاث الضوئي هو $10mA$.

ب) أعد تصميم هذه الدائرة إذا علمت أن مقاومة الحمل الذي ســتُغذيه هــذه الدائرة هي 0.5Ω، كيف يمكن تعديل هذه الدائرة ليتم إستخدام زنر ديود بقدرة أقل.

ج) ما هو معامل الفائدة لكل من الدائرتين اللتين صممتُهما في الفرعين (أ) و (ب).

2)

أ) صمم دائرة تغذية شبيهة لتلك المبينة في شكل (8)، وذلك لتغذية حمل بفولطية مقدارها $10V$ وتيار مقداره $1A$.

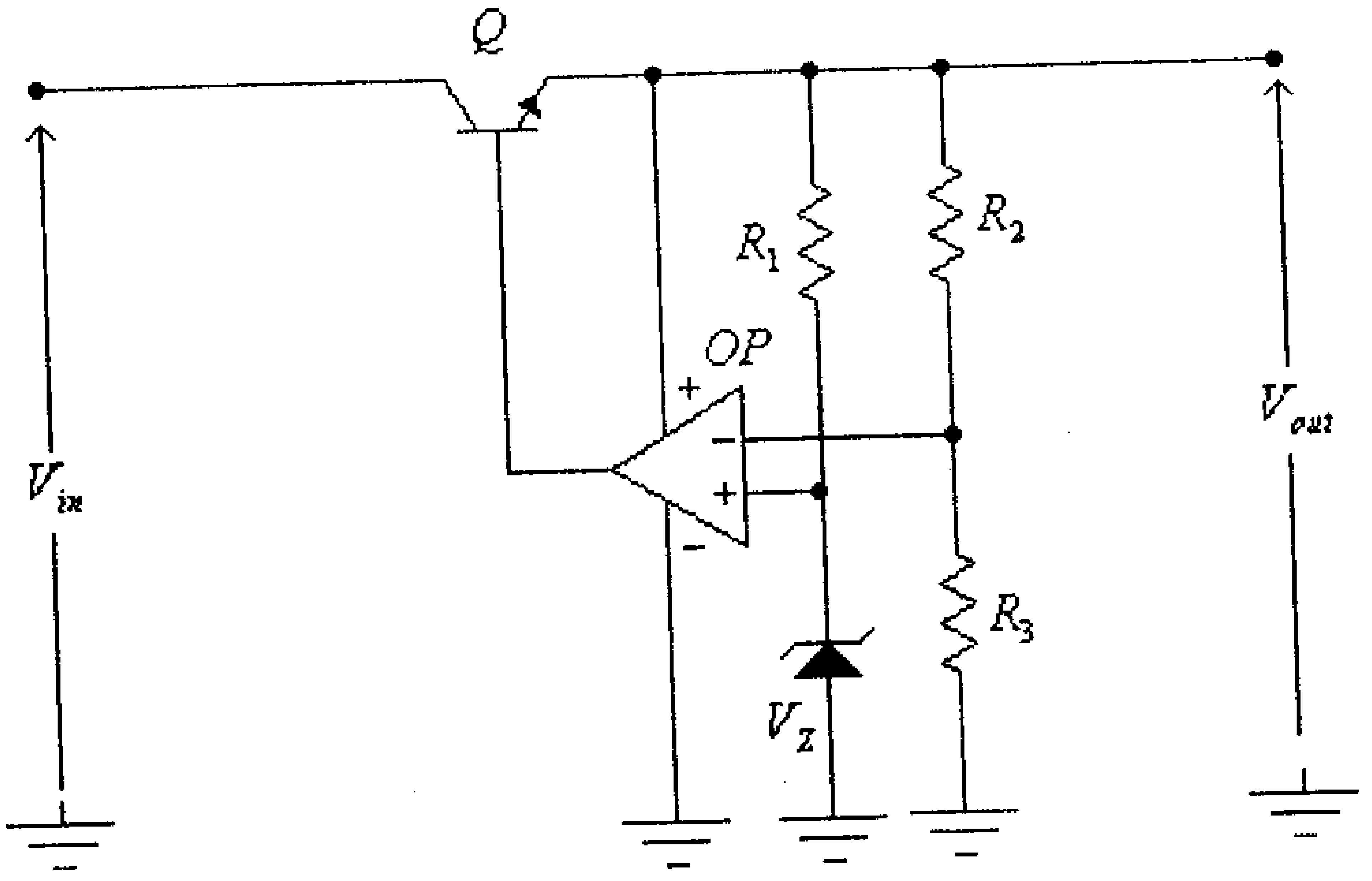
ب) كيف يُمكن تعديل هذه الدائرة ليُصبح بالإمكان تغيير قيمــة الفولطيــة المخرجية.

ج) كيف يُمكن تعديل الدائرة في الفرع (أ) وذلك بهدف حمايتها مــن دارة قصر (short circuit) على مخرجها.

د) كيف يُمكن تعديل الدائرة في الفرع (ج) وذلك بهدف الحماية من الفولطية المخرجية المرتفعة.

3) صمم دائرة تغذية لتغذية دائرة مضخم عمليات بفولطيتين مقدارهما $+12V$ و $-12V$ وتيار حمل مقداره $1A$، إذا علمت أن هذه الدائرة سيتم تغذيتها من الشبكة الكهربائية المنزلية وأن الحدود المسموح بها لتغيير الفولطية المدخلية هي $\pm 20\%$. أحسب معامل الفائدة لهذه الدائرة. إستخدم في تصميمك الدارتين المتكاملتين 7812 و 7912.

4) الدائرة التالية تشبه دائرة تثبيت الفولطية المخرجية باستخدام الفولطية الراجعة السالبة والمبينة بالشكل (8)، إلا أن هذه الدائرة لن تعمل وستبقى قيمة الفولطية المخرجية تساوي صفراً.

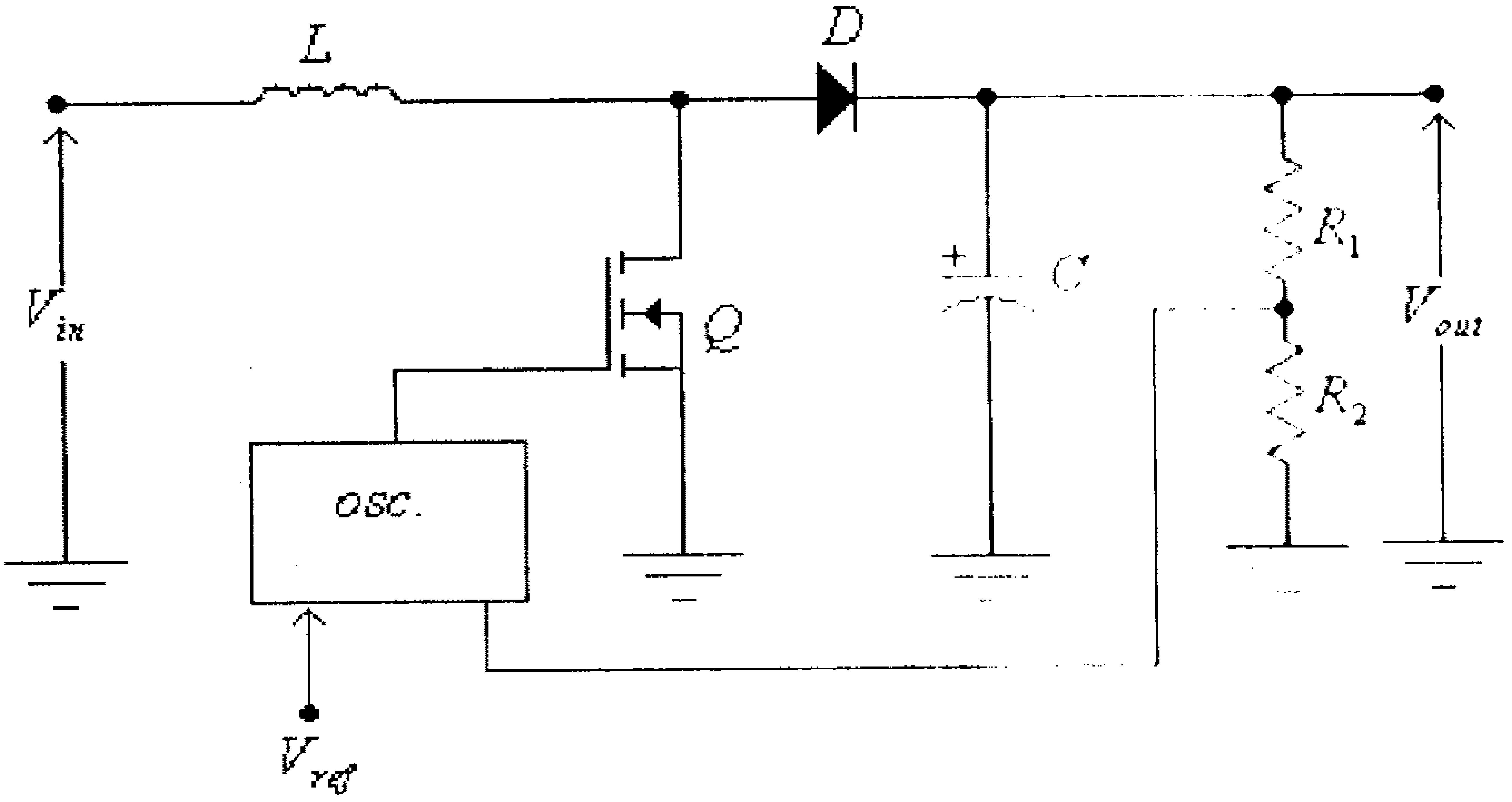


شكل (26)

أ) وضح سبب عدم ظهور الفولطية المخرجية لهذه الدائرة.

ب) ماذا تقترح لتعمل هذه الدائرة بشكل طبيعي.

5) الشكل التالي يبين دائرة تغذية من النوع switching-mode



شكل (27)

أ) ما هو دور كل من عناصر هذه الدائرة.

ب) ما أدنى قيمة للفولطية المخرجية لهذه الدائرة.

ج) هل يمكن لهذه الدائرة توليد فولطية مخرجية بقيمة أقل من الفولطية المدخلية، لماذا.

6) في دائرة التغذية المبينة في شكل (24)، ما هو دور كل من العناصر التالية:

- الـ Varistor
- المفتاح S
- المقاومة R_5
- المقاومة R_1
- الزنر ديود D_2

المراجع

1. R. Boylestad and L. Nashelsky, *Electronic Devices and Circuit Theory,* Prentice-Hall Inc. 2002, (8th Edition).

2. Allan R. Hambley, *Electrical Engineering Principles and Applications*, Prentice-Hall Inc. 2002, (2nd Edition).

3. R. J. Smith and R. C. Dorf, *Circuits, Devices and Systems,* John Wiley & Sons Inc. 1992. (5th Edition).

4. A. Sedra and K. Smith, *Microelectronic Circuits,* Oxford University Press, 1998. (4th Edition).

5. P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics,* Cambridge University Press,1992. (2nd Edition).

بعض المواقع على شبكة الانترنت التي تُقدم مواصفات للعناصر الالكترونية:

هناك العديد من المواقع على شبكة الإنترنت التي تستطيع من خلالها الحصول على مواصفات معظم العناصر الالكترونية. وفي مايلي أهم تلك المواقع.

- http://www.icmaster.com
- http://www.datasheetarchive.com
- http://www.electrospec.com
- http://www.dialelec.com/
- http://www.datasheetlocator.com/
- http://radiolocman.com/
- http://smartdata.usbid.com/
- http://www.searchdatasheets.com/
- http://www.datasheetcatalog.com/
- http://www.chipdocs.com/